

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE

ÉTUDE, CONCEPTION ET REALISATION DES ANTENNES À
POLARISATION LINEAIRE / CIRCULAIRE POUR LES COMMUNICATIONS
CORPORELLES DANS LES MINES SOUTERRAINES

MEMOIRE

PRÉSENTÉ COMME EXIGENCE PARTIELLE DE
MAITRISE EN TÉLÉCOMMUNICATIONS

PAR

AMINE HABANI

JUIN 2018



Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue
Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue

Mise en garde

La bibliothèque du Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue et de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue a obtenu l'autorisation de l'auteur de ce document afin de diffuser, dans un but non lucratif, une copie de son œuvre dans Depositum, site d'archives numériques, gratuit et accessible à tous.

L'auteur conserve néanmoins ses droits de propriété intellectuelle, dont son droit d'auteur, sur cette œuvre. Il est donc interdit de reproduire ou de publier en totalité ou en partie ce document sans l'autorisation de l'auteur.

Warning

The library of the Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue and the Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue obtained the permission of the author to use a copy of this document for non-profit purposes in order to put it in the open archives Depositum, which is free and accessible to all.

The author retains ownership of the copyright on this document. Neither the whole document, nor substantial extracts from it, may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

Remerciement :

Je tiens à remercier en premier lieu mon Directeur de Recherche le Pr Mourad NEDIL du laboratoire LRTCS (Laboratoire de Recherche Télébec en Communication Souterraine) de m'avoir orienté dans mes travaux, pour le temps qu'il m'a consacré tout au long de cette période et l'aide qu'il m'a apporté lors des différents suivis, sachant répondre à toutes mes interrogations.

Je remercie également l'ingénieur en télécom Mohammed Ailas, qui a mis à ma disposition le laboratoire d'analyse électronique et surtout d'avoir consacré de son temps et m'avoir accompagné et assisté pour la réalisation des prototypes des antennes et la mesure des caractéristiques des antennes réalisés.

Je dédie ce travail aussi à ma famille dont ma mère et mon père qui ont tant sacrifié pour que je réussisse, à mon frère pour son aide précieuse et mes deux sœurs qui me manquent tant. Je remercie également ma femme pour sa patience, son appui, son soutien en ma compagnie ainsi que mes beaux-parents pour leurs conseils valorisants. Sans oublier mes amis et collègues qui ont participé de près ou de loin afin que ce projet puisse voir le jour.

TABLE DES MATIÈRES

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES.....	X
LISTES DES FIGURES.....	XI
LISTE DES TABLEAUX.....	XIX
Résumé.....	XX
Abstract.....	XXII
Introduction Générale.....	1
1/ Motivation.....	1
2/ Problématique	1
3/ Solutions Proposées	2
4/ Objectifs	3
4.1 Objectif général.....	3
4.2 Objectifs spécifiques	3
5/ Hypothèses de recherche	3
6/ Méthodologie détaillée	4
6.1 L'approche scientifique.....	4
6.2 La démarche suivie	5
6.3 Le matériel	5
7/ Contributions et publications	6
CHAPITRE I : Les antennes corporelles.....	7
1.1 Introduction	7
1.2 Les vêtements intelligents (smart clothes).....	7
1.2.1 L'évolution des vêtements à travers les âges	7
1.2.2 Les réseaux centrés sur la personne WBAN.....	8

1.2.3 Les caractéristiques des antennes Off-Body	9
1.2.4 Etat de l'art sur les antennes corporelles textiles	10
1.2.5 Applications des antennes corporelles	13
1.3 Les antennes pour vêtements communicants	14
1.3.1 Les structure de type conducteur électrique parfait (CEP)	15
1.3.2 Les Conducteurs magnétiques parfait (CMP)	17
1.3.3 Les structure de type conducteur magnétique artificiel	18
1.3.3.1 Bande passante d'un CMA.....	19
1.3.4 Les surfaces sélectives en fréquence (FSS)	20
1.3.5 Les structures à bandes interdites électromagnétiques (BIE)	21
1.3.6 Les polariseurs	22
1.4 Conclusion	24
CHAPITRE II : l'état de l'art des méta-matériaux (AMC, FSS, POLARISEUR) et leur intégration aux antennes corporelles.....	25
2.1 Introduction.....	25
2.2 Les Conducteurs magnétiques artificiels (AMC).....	25
2.3 Les surfaces sélectives en fréquence (FSS)	33
2.4 Etat de l'art des polariseurs et leurs intégrations aux antennes.....	38
2.5 Conclusion	44
Chapitre III : Conception des antennes corporelles.....	45
3.1 Introduction.....	45
3.2 Description du projet.....	45
3.3 Création de l'antenne corporelle du prototype I	46
3.3.1 Structure du monopole.....	47

3.3.2 Structure AMC 3x3 patch carrés.....	49
3.3.3 Structure de l'antenne corporelle AMC + Monopole + FSS.....	51
3.3.4 Interprétation des résultats obtenus	53
3.4 Création de l'antenne corporelle du prototype II	53
3.4.1 La structure AMC 3x3 à 4 bras spirales.....	54
3.4.2 Ajout de la structure FSS sans cellules	59
3.4.3 Interprétation des résultats obtenus.....	64
3.4.4 Recherche de meilleures cellules FSS.....	65
3.4.4.1 La structure complémentaire.....	65
3.4.4.2 La structure FSS à cellules en croix.....	65
3.4.4.3 La structure FSS à cellules bandes horizontales	66
3.4.4.4 Structure FSS à anneaux	66
3.4.4.5 La double structure FSS.....	67
3.4.4.6 La structure FSS 4x4 patch carrés.....	67
3.4.5 Structure du prototype II de l'antenne corporelle AMC +Monopole+ FSS.....	69
3.5 Conclusion et comparaison entre le prototype I et le prototype II	71
3.6 Étude sur les polariseurs	72
3.6.1 Étude de la polarisation du monopole planaire.....	72
3.6.2 Etude de la polarisation de l'antenne AMC + Monopole +Polariseur à lamelles ..	75
3.6.3 Étude de la polarisation circulaire de la structure AMC + monopole + Polariseur à lamelles + FSS sans cellules	78
3.6.3.1 Etude de la polarisation CP avec la disposition AMC, monopole, FSS puis Polariseur à lamelles.....	80
3.6.3.2 Etude de la polarisation CP avec la disposition AMC, monopole, Polariseur puis FSS sans cellules	81

3.7 Simulation d'un Polariseur à fentes croisés quart d'onde	83
3.7.1 La structure de l'antenne.....	83
3.7.2 Modification du polariseur pour avoir un rayonnement unidirectionnel à $\phi = 0^\circ$	86
3.7.2.1 Ajout du diélectrique TMM13i	86
3.7.2.2 Structure avec polariseur 4x4 puis 5x5 cellules	87
3.8 Simulation d'un polariseur sans inclinaison avec cellules quart d'onde inclinée à 45° par rapport à l'axe X.....	89
3.8.1 Les résultats de simulations	89
3.9 Ajout de la structure FSS à l'antenne Off-Body avec polariseur quart d'onde.....	91
3.9.1 Les résultats de simulations	92
3.10 Conclusion	95
CHAPITRE IV : Simulation sur model du corps humain Phantom, réalisation et mesure des prototypes d'antennes Off-Body.....	96
4.1 Introduction.....	96
4.2 Simulation et réalisation de l'antenne de référence	96
4.2.1 Coefficient de réflexion et bande passante.....	97
4.2.2 Champ lointain directivité et rapport avant arrière FBR de la structure sur Phantom	98
4.2.3 Le gain de la structure sur phantom	99
4.2.4 Réalisation de l'antenne référence	99
4.2.4.1 Coefficient de réflexion	100
4.2.4.2 Le diagramme de rayonnement.....	101
4.2.4.3 Protocole de mesure du débit d'absorption spécifique (DAS).....	103
4.3 Simulation et réalisation du prototype I sur le modèle du corps humain	105
4.3.1 Coefficient de réflexion et bande passante.....	107

4.3.2 Champ lointain, directivité et rapport avant arrière FBR de la structure sur Phantom	107
4.3.3 Le gain de la structure sur phantom	108
4.3.4 Réalisation de l'antenne du Prototype I	109
4.3.4.1 Coefficient de réflexion	110
4.3.4.2 Le diagramme de rayonnement.....	110
4.3.4.3 Mesure du Débit d'absorption spécifique (DAS).....	111
4.4 Simulation et réalisation du prototype II sur le modèle du corps humain.....	112
4.4.1 Coefficient de réflexion et bande passante.....	112
4.4.2 Champ lointain directivité et rapport avant arrière FBR du prototype II sur Phantom	113
4.4.3 Le gain du prototype II sur phantom.....	113
4.4.4 Réalisation de l'antenne du Prototype II.....	114
4.4.4.1 Coefficient de réflexion	115
4.4.4.2 Le diagramme de rayonnement.....	116
4.4.4.3 Protocole de mesure du Débit d'absorption spécifique (DAS) (SAR).....	117
4.4.4.4 Comparaison des résultats.....	118
4.5 Simulation et réalisation du prototype avec polariseur sur le modèle du corps humain....	118
4.5.1 Coefficient de réflexion et bande passante.....	119
4.5.2 Champ lointain directivité et rapport avant arrière de la structure avec polariseur sur Phantom	119
4.5.3 Le gain de la structure avec polariseur quart d'onde sur phantom et espace libre	120
4.5.4 Réalisation de l'antenne avec polariseur quart d'onde.....	121
4.5.4.1 Coefficient de réflexion	122
4.5.4.2 Le diagramme de rayonnement de l'antenne avec polariseur quart d'onde..	123

4.5.4.3 Mesure du Débit d'absorption spécifique (DAS).....	124
4.5.4.4 Mesure du rapport axial de la structure avec polariseur.....	125
4.6 Simulation et réalisation du prototype avec Polariseur +FSS sans cellules sur le modèle du corps humain.....	127
4.6.1 Coefficient de réflexion et bande passante.....	128
4.6.2 Champ lointain directivité et FBR de la structure avec polariseur + FSS sur Phantom	129
4.6.3 Le gain de la structure avec polariseur quart d'onde sur phantom et espace libre.....	129
4.6.4 Réalisation de l'antenne avec polariseur quart d'onde.....	130
4.6.4.1 Coefficient de réflexion	131
4.6.4.2 Le diagramme de rayonnement de l'antenne avec polariseur quart d'onde et FSS	132
4.6.4.3 Mesure du Débit d'absorption spécifique (DAS).....	133
4.6.4.4 Mesure du rapport axial de la structure avec polariseur + FSS.....	134
4.7 Conclusion générale et travaux futures et échéancier	136
Bibliographie.....	138
Annexe.....	146

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

ϵ_0	permittivité du vide $=8.85 \times 10^{-12} \text{ (Fm}^{-1}\text{)}$
$\epsilon_r, \epsilon_{\text{eff}}$	permittivité relative / relative effective du diélectrique respectivement (sans dimension).
μ_0	perméabilité du vide $=4\pi \times 10^{-7} \text{ (Hm}^{-1}\text{)}$
μ_r, μ_{eff}	perméabilité relative / relative effective du diélectrique respectivement (sans dimension).
γ	Conductivité électrique $\text{(Sm}^{-1}\text{)}$
ρ	Densité volumique de charges électriques $\text{(Cm}^{-3}\text{)}$
σ	Densité surfacique de charges électriques $\text{(Cm}^{-2}\text{)}$
f_r	fréquence de résonance (Hz) .
λ	Longueur d'onde (m)
Z_0	impédance caractéristique de la ligne microstrip (Ohm)
FBR	Front to Back Ratio Rapport avant arrière. (dBi)
SAR	Specific absorption rate / DAS : (Débit d'absorption spécifique) (W/Kg)
BP	Bande passante (dB)
CMA	Conducteur Magnétique Artificiel
EBG	Electric Band Gap
FSS	Frequency Selective Surface
WBAN	Wireless Body Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

LISTES DES FIGURES

Figure 1.1 évolution des vêtements à travers les âges. (A) peau de bête, (B) tissus moderne, (C) vêtement communiquant.....	8
Figure 1.2 Antenne patch textile de forme carré [20]	10
Figure 1.3 Antenne corporelle avec zelt et substrat felt.....	11
Figure 1.4 Antenne microruban à coins tronqués sur un substrat en mousse souple [22]	12
Figure 1.5 Schéma de l'antenne à double polarisation circulaire [23]	12
Figure 1.6 Réseau de quatre antennes patch textiles intégrées dans le vêtement des pompiers.....	13
Figure 1.7 Réseaux WBAN de surveillance médicale [25]	14
Figure 1.8 Monopole au-dessus d'un conducteur électrique parfait [9]	16
Figure 1.9 Interférences constructives dues au CEP à $\lambda_m/4$ du monopole [27]	17
Figure 1.10 Interférences constructives dues au CMP [27]	18
Figure 1.11 Variation de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'un CMA [27]	19
Figure 1.12 Réseau bidimensionnel périodique de patches métalliques d'une structure FSS [38].....	21
Figure 1.13 Présentation de la cellule unitaire de la structure SRR [39] (les SRR en hachuré).....	21
Figure 1.14 types de polariseurs [43].....	23
Figure 2.2 Configurations de (a) l'antenne monopôle planaire et (b) l'antenne intégrée à métasurface intégrée lorsqu'elle est placée sur un modèle de tissu multicouche. Les dimensions sont $t_x = 150$ mm et $t_y = 150$ mm [45].....	32
Figure 2.3 Valeurs moyennes simulées du SAR pour (a) le monopôle planaire et (b) l'antenne intégrée à métasurface à 1 mm du modèle de tissu multicouche [45].....	33
Figure 2.4 S11 simulé pour (a) le monopôle planaire et (b) l'antenne intégrée à métasurface à différentes distances (d_a) du modèle de tissu multicouche [45].....	33
Figure 2.5 (a) Configuration de l'antenne intégrée AMC (b) -paramètres de l'antenne proposée avec une taille de plan de masse AMC différente [47].....	33
Figure 2.6 (a) Configuration et (b) circuit équivalent d'unités AMC adjacentes de forme carrée [47].....	34
Figure 2.7 (a) AMC monocouche conventionnel (b) AMC double résonance (c) Modèle de circuit équivalent de AMC à double résonance [48].....	34
Figure 2.8 Dual-band reflector antenna with dual resonant AMC [48].....	35
Figure 2.9 (a) Schéma d'un dipôle double bande ($W = 15$ mm, $L = 45$ mm), épaisseur = 1.6mm) (b) S 11 d'un dipôle double bande [48].....	35
Figure 2.10 La vue en plan deux fois Koch fractale d'ordre 1 de la structure AMC [49].....	36
Figure 2.11 La vue en plan deux fois Koch fractale d'ordre 2 de la structure AMC [49].....	36
Figure 2.12 le modèle de circuit équivalent de la structure AMC [49].....	36
Figure 2.13 La directivité de l'antenne avec et sans AMC [49].....	36
Figure 2.14 Proposition d'antenne Yagi sur une surface AMC à double couche: YAGID-AMC. (a) Vue en coup et (b) vue de dessus de l'antenne Yagi sur le réflecteur D-AMC (unité: millimètre) [50].....	37
Figure 2.15 S11 mesurés et simulés des prototypes d'antennes YAGI S-AMC et YAGI D-	

AMC sur substrat [50] de latex.....	37
Figure 2.16 gain en extrémité simulés et mesurés des prototypes d'antennes YAGI S-AMC et YAGI D-AMC sur substrat de latex [50].....	37
Figure 2.17 Profil arrière de la ligne de transmission à 2 ports avec les géométries complémentaire (en bas) et non complémentaire (en haut), (a) carré, (b) cercle, (c) hexagone, (d) spirale et (e) croix (la zone grise est PEC) [51].....	38
Figure 2.18 Profil arrière de la ligne de transmission à 2 ports fabriquée avec les géométries (a) complémentaires et (b) non complémentaires [51].....	38
Figure 2.19 Géométrie de l'antenne proposée [52].....	39
Figure 2.20 gain simulé des trois antennes [52].....	39
Figure 2.21 (a) Antenne à cavité résonnante (CRA) alimentée par un dipôle hertzien électrique horizontal. (b) Modèle TEN de l'ARC. Le superstrat FSS est modélisé par un réseau à deux ports fonctionnant selon deux modes différents (TE et TM). (c) Illustration de la phénoménologie due aux réflexions multiples et aux fuites d'ondes (Ray Tracing model). (d) Dimensions du FSS utilisé en tant que couche de superstrat dans la conception [54].....	40
Figure 2.22 (a) Gain accepté à l'axe de visée et (b) de l'ARC par rapport à la fréquence pour différentes longueurs d'espace FSS-Dipôle [54]	40
Figure 2.23 Géométrie de l'antenne EBG alimentée par un microruban couplé à l'ouverture [56].....	41
Figure 2.24 Effet de la hauteur du FSS (a) Perte de retour de l'antenne EBG (b) Directivité de l'antenne EBG [56].....	41
Figure 2.25 Géométrie d'une antenne patch source couverte par un superstrat FSS à deux couches [57].....	42
Figure 2.26 Simulated axial-ratio and peak-gain responses of the proposed antenna [57].....	42
Figure 2.27 Unité FSS et graphique de simulation [58].....	42
Figure 2.28 Antenne microruban à gain élevé avec réflecteur utilisant FSS [58].....	42
Figure 2.29 Répartition du rayon de réflexion [58].....	42
Figure 2.30 courbes S11 avant et après chargement FSS [58].....	43
Figure 2.31 Diagramme de rayonnement au plan E avant et après disposition de la structure FSS [58].....	43
Figure 2.32 a) Principe du polariseur b) Circuit équivalents des lignes à méandres suivant la polarisation [64].....	44
Figure 2.33 Modèle schématique d'un polariseur linéaire-circulaire [65].....	44
Figure 2.34 Le rapport axial mesuré et simulé du polariseur proposé avec l'antenne cornet à large bande [65].....	45
Figure 2.35 Configuration de l'antenne proposée du CP-FPR (vue latérale) [66].....	45
Figure 2.36 Photo de l'antenne proposée du CP-FPR [66].....	45
Figure 2.37 Résultats simulés du rapport axial de l'antenne proposée du CP-FPR [66].....	46
Figure 2.38 Les dimensions de la cellule de l'unité FSS avec l'orientation du champ électrique [67].....	46

Figure 2.39 Rapport axial des composants E-transmises [67].....	46
Figure 2.40 Cellule unitaire du polariseur FSS [68].....	47
Figure 2.41 Le rapport axial de la croix de Jerusalem [68].....	47
Figure 2.42 (a) Les dimensions de la bande monocouche avec orientation du champ électrique. (b) Les dimensions de la bande bicouche avec orientation du champ électrique [69].....	48
Figure 2.43 Rapport axial simulé en fonction de la fréquence du polariseur circulaire double couche [69].....	48
Figure 3.1 Accident de mine de charbon. Greymouth, Nouvelle-Zélande 19 novembre 2010..	50
Figure 3.2 Accident minier chilien. Aout 2010.....	50
Figure 3.3 structure du monopole planaire a) vue de face, b) vue de derrière.....	52
Figure 3.4 Coefficient de réflexion S11 du monopole.....	52
Figure 3.5 diagramme de rayonnement en plan H du monopole, $\theta = 0$	52
Figure 3.6 diagramme de rayonnement en plan E du monopole, $\Phi = 0$	53
Figure 3.7 représentation en 3D du rayonnement omnidirectionnel du monopole.....	53
Figure 3.8 structure de l'AMC.....	54
Figure 3.9 Structure de l'antenne Monopole montée sur le AMC.....	54
Figure 3.10 coefficient de réflexion S11 du monopole + AMC.....	55
Figure 3.11 représentation en 3D du champ lointain de la structure monopole+ AMC.....	55
Figure 3.12 représentation polaire du plan H du gain réalisé, de l'angle 3 dB et du FBR de la structure monopole AMC.....	56
Figure 3.13 Structure totale de l'antenne AMC+monopole+FSS.....	57
Figure 3.14 coefficient de reflexion de la structure totale AMC+monopole+FSS.....	57
Figure 3.15 Représentation en 3D du champ lointain de la structure monopole + AMC+ FSS.....	57
Figure 3.16 représentation polaire plan H du gain réalisé, de l'angle 3 dB et du FBR de la structure monopole+ AMC+FSS	58
Figure 3.17 schéma de la cellule AMC à 4 bras spirales [72].....	59
Figure 3.18 schéma de la structure AMC 2x2 spirales.....	60
Figure 3.19 Coefficient de reflexion de la structure totale AMC+monopole.....	60
Figure 3.20 schéma de la structure AMC 3x3 spirales.....	61
Figure 3.21 représentation du champ lointain et du gain réalisé de l'antenne.....	61
Figure 3.22 schéma de la structure AMC + Monopole.....	63
Figure 3.23 Représentation du coefficient de réflexion S11 de la structure AMC+monopole.....	64
Figure 3.24 représentation du gain réalisé et du FBR de la structure AMC + monopole.....	64
Figure 3.25 Schéma de la structure totale AMC+monopole+FSS sans cellules.....	65
Figure 3.26 Représentation du gain réalisé et du FBR de la structure AMC + monopole+ FSS.....	65
Figure 3.27 Schéma de l'antenne AMC+monopole+ FSS 3x3 patch carré.....	65
Figure 3.28 Coefficient de réflexion S11 de l'antenne avec FSS 3x3 patch carré (4mm).....	66

Figure 3.29 Gain de l'antenne avec FSS 3x3 patch carré (4mm).....	66
Figure 3.30 Coefficient de réflexion S11 antenne avec FSS sans cellules.....	67
Figure 3.31 Gain de l'antenne avec FSS sans cellules.....	67
Figure 3.32 L'antenne avec épaisseur du monopole de 0.8mm et FSS sans cellules.....	67
Figure 3.33 S11 de L'antenne avec épaisseur du monopole de 0.8mm et FSS sans cellules....	68
Figure 3.34 Gain de L'antenne avec épaisseur du monopole de 0.8mm et FSS sans cellules...	68
Figure 3.35 L'antenne avec épaisseur du monopole de 0.8mm et FSS avec cellules.....	68
Figure 3.36 Coefficient de réflexion S11 de L'antenne avec épaisseur du monopole de 0.8mm et FSS avec cellules.....	69
Figure 3.37 Gain de l'antenne avec l'épaisseur du monopole de 0.8mm et FSS avec cellules...	69
Figure 3.38 FSS à La structure complémentaire.....	70
Figure 3.39 La structure FSS à cellules en croix.....	71
Figure 3.40 La structure FSS à cellules bandes horizontales.....	71
Figure 3.41 La structure FSS à cellules anneaux.....	72
Figure 3.42 La double structure FSS.....	72
Figure 3.43 Dimension de la structure FSS miniaturisée sans cellules.....	73
Figure 3.44 Coefficient de réflexion S11 Antenne avec FSS 30% de réduction sans cellules...	74
Figure 3.45 Gain réalisé de l'antenne avec FSS 30 % de réduction sans cellules.....	74
Figure 3.46 Structure du prototype II avec FSS 30%réduction et 4x4 patchs carrés.....	75
Figure 3.47 S11 de la Nouvelle structure FSS avec 30% réduction et 4x4 patchs carrés.....	75
Figure 3.48 Gain réalisé du prototype II avec FSS 30%réduction et 4x4 patchs carrés.....	75
Figure 3.49 Représentation du champ lointain du prototype II FSS avec 30% réduction et 4x4 patchs carrés.....	76
Figure 3.50 Gain réalisé du prototype II avec FSS 30% réduction et 4x4 patchs carrés.....	76
Figure 3.51 structure du monopole planaire a) vue de face, b) vue de derrière.....	78
Figure 3.52 Le rapport axial du monopole planaire.....	78
Figure 3.53 rapport axial du monopole avec polariseur Rogers RT5880LZ.....	79
Figure 3.54 rapport axial du monopole avec polariseur Rogers RT6002.....	79
Figure 3.55 rapport axial du monopole avec polariseur Rogers 3006.....	80
Figure 3.56 rapport axial du monopole avec polariseur $\epsilon = 25$	80
Figure 3.57 Rapport Axial avec variation de l'écart entre lamelles r_p	81
Figure 3.58 Rapport Axial avec variation de la largeur des lamelles w_p	81
Figure 3.59 Rapport Axial avec variation de la longueur des lamelles l_p	81
Figure 3.60 Rapport Axial avec variation de la longueur des lamelles l_p	81
Figure 3.61 structure du AMC + monopole + polariseur.....	82
Figure 3.62 Coefficient de réflexion de la structure AMC + monopole+ polariseur.....	82
Figure 3.63 Gain réalisé de la structure AMC + monopole+ polariseur.....	83
Figure 3.64 Le rapport axial de la structure AMC+ monopole + polariseur.....	83

Figure 3.65 Structure de l'AMC+ monopole+ FSS.....	84
Figure 3.66 Coefficient de réflexion S11 de la structure de l'AMC+ monopole+ FSS.....	84
Figure 3.67 Gain de la structure de l'AMC+ monopole+ FSS.....	84
Figure 3.68 Rapport Axial de la structure de l'AMC+ monopole+ FSS.....	85
Figure 3.69 Disposition du polariseur au-dessus de la structure FSS de l'antenne corporelle...	85
Figure 3.70 Gain avec Polariseur au-dessus de la structure FSS.....	86
Figure 3.71 Rapport Axial avec polariseur au-dessus de la structure FSS.....	86
Figure 3.72 Disposition du polariseur entre le monopole et la structure FSS.....	86
Figure 3.73 Coefficient de réflexion de la structure AMC monopole polariseur FSS.....	87
Figure 3.74 Gain réalisé de la structure AMC monopole polariseur FSS.....	87
Figure 3.75 Diagramme de rayonnement de la structure AMC monopole polariseur FSS.....	87
Figure 3.76 Rapport Axial de la structure AMC monopole polariseur FSS.....	88
Figure 3.77 schéma de la nouvelle structure d'antenne AMC + monopole + polariseur quart d'onde.....	89
Figure 3.78 Vue de profil de la nouvelle structure d'antenne AMC + monopole + polariseur quart d'onde.....	89
Figure 3.79 Coefficient de réflexion de la structure avec le polariseur quart d'onde.....	89
Figure 3.80 Gain réalisé de la structure avec le polariseur quart d'onde.....	90
Figure 3.81 Rapport Axial de la structure avec le polariseur quart d'onde.....	90
Figure 3.82 Représentation du champ lointain de la structure avec polariseur quart d'onde....	91
Figure 3.83 Ajout de diélectrique au polariseur.....	91
Figure 3.84 Représentation du champ lointain avec le polariseur quart d'onde modifié.....	92
Figure 3.85 Représentation du champ lointain avec FSS 5x5 cellules fente quart d'onde.....	92
Figure 3.86 Représentation du champ lointain 3D de la structure retournée de 90° par rapport à l'axe Z, vue de haut.....	93
Figure 3.87 Rayonnement de l'antenne proposée, dans la mine.....	93
Figure 3.88 Structure de la nouvelle antenne Off-Body avec AMC+ monopole +polariseur à cellules quart d'onde.....	94
Figure 3.89 Coefficient de réflexion de l'antenne avec le polariseur quart d'onde.....	95
Figure 3.90 Gain réalisé de l'antenne Off-Body avec la structure Polariseur quart d'onde.....	95
Figure 3.91 Rapport axial de l'antenne Off-Body avec polariseur quart d'onde.....	95
Figure 3.92 Diagramme de rayonnement de l'antenne Off-Body avec polariseur quart d'onde.....	96
Figure 3.93 Structure de l'antenne Off-Body AMC + monopole + Polariseur quart d'onde + FSS.....	97
Figure 3.94 Coefficient de réflexion de la structure Off-Body avec polariseur quart d'onde	

+ FSS.....	98
Figure 3.95 Coefficient de réflexion de la structure avec polariseur quart d'onde dans les deux cas : avec et sans FSS.....	98
Figure 3.96 Gain réalisé de la structure avec polariseur quart d'onde dans les deux cas : avec et sans FSS.....	98
Figure 3.97 Diagramme de rayonnement de la structure avec polariseur quart d'onde dans les deux cas : (en vert) sans FSS (en rouge) avec FSS.....	98
Figure 3.98 Rapport axial de la structure (en rouge) sans FSS, (en vert) avec FSS.....	99
Figure 4.1 Représentation de l'antenne témoin sur le modèle Voxel	101
Figure 4.2 Représentation de l'antenne témoin sur la portion de phantom.....	102
Figure 4.3 Coefficient de réflexion de l'antenne de référence dans l'espace libre et sur le phantom.....	103
Figure 4.4 Gain réalisé, directivité et rapport avant arrière de l'antenne de référence sur phantom.....	103
Figure 4.5 Gain simulé de l'antenne proposée, de l'antenne AMC Off-Body sans superstrat et du patch avec superstrat.....	104
Figure 4.6 Photographie de l'antenne témoin par 4 différents angles de vue.....	105
Figure 4.7 Comparaison entre les résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion S11 de l'antenne référence en espace libre et sur le corps humain.....	105
Figure 4.8 Photographie du système de mesure LAB-VOLT.....	106
Figure 4.9 Mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne témoin en espace libre : courbe noire, sur le corps humain : courbe grise.....	106
FIGURE 4.10 Banc de mesure de Débit d'Absorption Spécifique [14].....	109
Figure 4.11 Taux d'absorption spécifique simulée pour l'antenne témoin.....	110
Figure 4.12 Photographie du monopole planaire par 3 différents angles de vue.....	110
Figure 4.13 Comparaison entre les résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion S11 de l'antenne référence en espace libre et sur le corps humain.....	111
Figure 4.14 Coefficient de réflexion du prototype I dans l'espace libre et sur le phantom.....	112
Figure 4.15 Gain réalisé, directivité et rapport avant arrière du prototype I sur phantom.....	113
Figure 4.16 Gain simulé de l'antenne proposée, de l'antenne AMC Off-Body sans superstrat et du patch avec superstrat.....	113
Figure 4.17 Photographie du prototype I par 4 différents angles de vue.....	114
Figure 4.18 Comparaison entre les résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion S11 de l'antenne AMC 3x3 patchs carrés + monopole + FSS sans cellules en espace libre et sur le corps humain.....	115
Figure 4.19 Mesure du diagramme de rayonnement du prototype I en espace libre : courbe grise, sur le corps humain : courbe noire.....	116
Figure 4.20 Taux d'absorption spécifique simulée pour le prototype I.....	117

Figure 4.21 Coefficient de réflexion du prototype II dans l'espace libre et sur le phantom....	117
Figure 4.22 Gain réalisé, directivité et rapport avant arrière du prototype II sur phantom.....	118
Figure 4.23 Gain simulé du prototype II en espace libre et sur le corps humain et la comparaison avec le prototype I.....	119
Figure 4.24 Photographie de l'antenne réalisée II par 4 différents angles de vue.....	120
Figure 4.25 Comparaison entre les résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion S11 de l'antenne AMC 3x3 4 bras spirales + monopole + FSS 4x4 patches carrés en espace libre et sur le corps humain.....	121
Figure 4.26 Mesure du diagramme de rayonnement du prototype II en espace libre : courbe noire.....	122
Figure 4.27 Le taux d'absorption spécifique du prototype II sur le modèle du corps humain..	122
Figure 4.28 Représentation du prototype polariseur quart d'onde sur le modèle Voxel.....	123
Figure 4.29 Coefficient de réflexion du prototype avec polariseur dans l'espace libre et sur le phantom.....	124
Figure 4.30 Gain réalisé, directivité et rapport avant arrière de l'antenne avec polariseur sur phantom.....	125
Figure 4.31 Gain simulé du prototype avec polariseur quart d'onde en espace libre et sur le corps humain.....	125
Figure 4.32 Photographie de l'antenne avec polariseur quart d'onde par 4 différents angles de vue.....	126
Figure 4.33 Comparaison entre les résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion S11 de l'antenne AMC 3x3 4 bras spirales + monopole + polariseur quart d'onde en espace libre et sur le corps humain.....	127
Figure 4.34 Mesure du diagramme de rayonnement du prototype avec polariseur quart d'onde en espace libre.....	128
Figure 4.35 Taux d'absorption spécifique de l'antenne avec polariseur quart d'onde.....	129
Figure 4.36 Figure 4.36 Mesure du rapport axial : (a) mesure du champ E_x , (b) mesure du champ E_y	131
Figure 4.37 Comparaison entre les résultats de mesure et de simulation du rapport axial de l'antenne corporelle avec polariseur	132
Figure 4.38 Représentation de l'antenne corporelle avec polariseur et FSS sur le phantom...	133
Figure 4.39 Coefficient de réflexion de l'antenne avec polariseur + FSS en espace libre et sur phantom.....	133
Figure 4.40 Gain réalisé, directivité et rapport avant arrière de l'antenne avec polariseur + FSS sur phantom.....	133
Figure 4.41 Gain simulé du prototype avec polariseur quart d'onde en espace libre et sur le corps humain.....	134

Figure 4.42 Photographie de l'antenne avec polariseur + FSS par 3 différents angles de vue.	134
Figure 4.43 Comparaison entre les résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion S11 de l'antenne AMC 3x3 4 bras spirales + monopole + polariseur quart d'onde+ FSS en espace libre et sur le corps humain.....	135
Figure 4.44 Mesure du diagramme de rayonnement du prototype avec polariseur quart d'onde +fss en espace libre.....	136
Figure 4.45 Taux d'absorption spécifique de l'antenne avec polariseur quart d'onde + FSS..	138
Figure 4.46 Comparaison entre les résultats de mesure et de simulation du rapport axial de l'antenne corporelle avec polariseur + FSS	138

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 Propriétés du zelt et du felt pour 915 et 925 MHz [21].....	11
Tableau 3.1 Valeurs de S11 de gain et de FBR vis-à-vis de la position du monopole par rapport à la base de la structure AMC.....	57
Tableau 3.2 Valeurs de S11 de gain et de FBR par rapport à l'épaisseur de la structure AMC avec plan de masse.....	58
Tableau 3.3 comparaison des caractéristiques du prototype I et du prototype II.....	72
Tableau 3.4 Différents matériau et leurs diélectriques.....	73
Tableau 3.5 Comparaison des caractéristiques de l'antenne référence du prototype I et II...	118

Résumé

Dans le cadre de ce mémoire, on présentera une appréciation sur l'utilisation des antennes corporelles (Off-Body Antennas). Ces dernières, opèrent à la technologie de réseau en proximité du corps humain WBAN IEEE 802.15.6 (Wireless Body Area Network). Le WBAN est une technologie de réseau sans fil basée sur les radiofréquences, qui consiste à interconnecter sur, autour ou dans le corps humain de minuscules dispositifs pouvant effectuer des mesures (capteurs) ou agir de façon active (actionneurs) ou dans notre cas, la transmission des signaux RF (Antennes Corporelles). Ces dispositifs accommodant d'une grande autonomie et utilisant des courants de très faible puissance, peuvent être capables de dialoguer avec un centre de service distant, pour alerter un service d'urgence hospitalier par exemple. Les principales applications sont assez exhaustives, notamment dans les domaines de la santé, des premiers secours, du militaire, du divertissement, du sport... ou bien tout récemment dans le milieu des mines souterraines qui se trouve être un endroit hostile, hasardeux, dangereux et périlleux, pour la santé et la sécurité des mineurs. En effet, les mines souterraines sont sujettes à plusieurs accidents, notamment dû aux conditions contingentes et imprudentes du milieu, telle que l'accumulation de substances toxiques à savoir le monoxyde de carbone (CO), les gaz inflammables tels que le méthane (CH₄), les incendies et la concentration insuffisante d'oxygène. On se rappelle de l'accident de la mine de charbon à Greymouth, New Zealand le 19 Novembre, 2010 et l'accident des mineurs Chiliens le 05 Août 2010. À cet effet, développer un système de communication utilisant la technologie WBAN se trouve être un enjeu très crucial. Ainsi, la combinaison du mineur sera truffée de 2 types de capteurs : d'un côté, les capteurs environnementaux tel que les capteurs de monoxyde de carbone, de méthane, de gaz inflammable, de saturation d'oxygène et de soufre, et de l'autre côté, des capteurs des signaux vitaux du mineur tel que les capteurs de rythme cardiaque, de transpiration, de température, et de géo-localisation... Ces informations analogiques saisies par les capteurs sont converties numériquement puis transmises à l'aide d'antennes corporelles à la station de base à travers des répéteurs sans fils tout au long

de la mine. Ces antennes doivent cependant, suivre un cahier de charge assez précis qui les contraint à être légères, à faible profile et à faible coûts. Aussi, elles doivent être performantes tels que ; avoir une très bonne adaptation d'impédance à proximité du corps humain, un bon rapport avant arrière (FBR), un taux d'absorption spécifique (SAR) réduit à la norme FCC autorisée de 1.6W/Kg moyennée à 1g de tissu humain, et finalement un très bon gain et un angle d'ouverture 3 dB étroit. Pour atteindre ces objectifs, on utilisera la technologie des méta-matériaux à savoir les AMC (Artificial Magnetic Conductor) et les FSS (Frequency Selective Surface). On appliquera aussi les Polariseurs pour la conversion linéaire vers circulaire pour des unités en mouvements afin de suivre à distance l'évolution de la santé du mineur dans la mine et le géo-localiser en tout temps et ainsi pouvoir le ramener facilement à la surface en cas de malaise ou de soins immédiats en cas de blessures,

Le Québec et le Canada sont reconnus pour leurs multitudes mines de métaux précieux et les médias ne cessent de faire état des accidents qui arrivent assez souvent et qui malheureusement coûtent la vie de plus d'une personne, d'où la nécessité d'instaurer ce système de communication corporel dans les mines afin de limiter, voir prévoir les dégâts matériels et humains.

Mots clés: Antenne portable, structure AMC, gain élevé, superstrate FSS, communication hors-corps sans fil, polariseur, antenne corporelle, fente croisée quart-d'onde, ligne à méandre, polarisation circulaire.

Abstract

As part of this thesis, we will present an assessment on the use of Off-body antennas. The network technology operates on the WBAN IEEE 802.15.6 (Wireless Body Area Network). WBAN is a radio-frequency based wireless network technology, which involves interconnecting on, around or in the human body tiny devices that can perform measurements (sensors) or act actively (actuators) or in our case, the RF signal transmission (Body Antennas). These devices, which use a very low power currents, may be able to communicate with a remote service center, for example to alert a hospital emergency service. The main applications are quite numerous, particularly in the areas of health, first aid, military, entertainment, sports ... and recently in the underground mining industry which is considered as a hostile, hazardous, dangerous field for the health and safety of minors. Indeed, underground mines are prone to several accidents, in particular due to the contingent and imprudent conditions of the environment, such as the accumulation of toxic substances namely carbon monoxide (CO), flammable gases such as methane (CH₄), fires and insufficient concentration of oxygen. We remember the accident of the coal mine in Greymouth, New Zealand on November 19, 2010 and the accident of Chilean miners on August 05, 2010. Thus developing a communication system using WBAN technology is a very crucial issue. The miners' garments will be riddled with two types of sensors: on the one hand, environmental sensors such as carbon monoxide, methane, flammable gas, oxygen saturation and sulfur sensors, and on the other hand, the sensors of the miner's vital signals such as heart rate, transpiration, temperature, and geolocation sensors ... These analog information captured by the sensors are digitally converted and then transmitted using body antennas to the base station through wireless repeaters throughout the mine. These antennas, however, must follow a precise specifications such as; lightness, low profile and low costs. Also, they must be performants in terms of having a very good impedance matching near the human body, a good front to back ratio (FBR), a specific absorption rate (SAR) reduced to the allowed FCC standard of 1.6 (W/Kg) averaged to 1g of human tissue, and finally a very good gain and a narrow 3 dB aperture angle. To

achieve these objectives, we will use meta-materials technology namely AMC (Artificial Magnetic Conductor) and FSS (Frequency Selective Surface). The Polarizers will also be used for a linear-to-circular conversion to moving units in order to remotely follow the evolution of the miner's health in a hostile environment and localize them at any time and thus be able to bring them back easily to the surface for an immediate care in case of injury,

Quebec and Canada are known for their several precious metal mines and the media constantly report accidents that happen quite often and which unfortunately cost the lives of more than one person. Hence, the need to establish this Body communication system in the mines to limit or even foresee the material and human damage, is crucial.

Keywords: Wearable antenna, AMC structure, high gain, FSS superstrate, Wireless Off-body communication, polarizer, Off-Body antenna, Quarter-wave Cross-Slot, meander-line, circular polarization.

Introduction Générale

1/ Motivation

Le domaine des systèmes de communications portables et textiles intelligents a connu un développement conséquent et rapide au cours des dernières décennies donnant lieu à de nouveaux réseaux sans fil tel que les réseaux sans fils de proximité (WPAN) ou les réseaux centrés sur la personne (WBAN) ce qui donna naissance à un large panel d'applications dans divers domaines aussi bien civile que militaire, tels que la surveillance de la santé, le suivi des patients, performances des athlètes, la survie et la géolocalisation des soldats sur le champ de bataille. Au sein de notre projet, on s'intéressera au suivi constant des mineurs dans leur milieu de travail à risques que sont les mines. A l'heure actuelle, pour garder contact avec les mineurs, le système de communication est essentiellement basé sur l'utilisation de la radio talkie-walkie (half-duplex) assez lourde, dont la durée de vie de batterie est limitée et en cas d'accidents, il est très difficile de localiser et savoir le nombre exact de mineurs impliqués et leur état de santé en temps réel. Pour cet effet, le système de communication portable et textile intervient afin de déployer un système de communication sans fil, fiable et sécuritaire. Pour cela, nous proposons la solution d'antennes corporelles à base de méta-matériaux afin d'immuniser le corps des radiations électromagnétiques des antennes et aussi conférer un bon gain et une bonne directivité dans les mines souterraines [1-3].

2/ Problématique

L'un des principaux composants du système du réseau centré sur la personne est l'antenne sur le corps, communément appelé (Off Body Antennas). En effet, les antennes portables font l'objet d'une très grande attention à la fois dans le milieu académique et industriel [2]. Ces antennes corporelles ont pour but la transmission fidèle des signaux vitaux (Électrocardiogramme, respiration, pression artérielle) et ainsi suivre, à distance, l'évolution de ces constantes, en milieu hostile [3]. Plusieurs structures ont été présentées par le passé tel que les monopoles verticaux, des monopoles plan microruban [4], des antennes F inversées planaires [5], des antennes patch

microruban [6], et des antennes à cavités ou antennes planes à fente alimentées par un guide d'ondes [7,8]. Ces antennes, cependant, possédaient soit une largeur de bande très étroite, un encombrement important et / ou un profil élevé, et un rayonnement vers le corps, ce qui les rend d'une utilisation limitée dans les systèmes portables. Afin de remédier à ces inconvénients, on a déployé les réseaux d'antennes séparés par $\lambda/2$ [9] afin d'éviter le repliement de spectre et de maximiser le gain de la structure et d'accroître, ainsi, ses performances. Dans une seconde partie, on démontrera l'importance des antennes à polarisation circulaire en dépit des antennes à polarisation linéaire qui ont comme inconvénient la difficulté d'alignement entre les signaux à polarisation linéaire à cause des caractéristiques du canal minier qui perturbent la polarisation dues aux réflexions multiples, aux diffractions, au diffusion et aux phénomène de dépolarisation (la poussière et les gouttelettes d'eau dans les mines participent à diffuser les ondes et modifier le plan d'orientation de l'antenne).

3/ Solutions Proposées

Afin de résoudre le problème d'encombrement des antennes précédemment utilisées, nous avons proposé d'utiliser la technologie des métamatériaux. Ces derniers confèrent un faible profil et pas ou peu d'encombrements, une facilité de fabrication au laboratoire à moindre coût et forment un bouclier électromagnétique entre les rayonnements des antennes d'un côté et les pertes diélectriques du corps humain qui risquent de perturber le fonctionnement de l'antenne d'un autre côté. Elles permettent aussi de maximiser le gain tout en utilisant une seule antenne.

Dans la seconde partie, Nous avons proposé comme solution aux contraintes des antennes à polarisation linéaire : les polariseurs, qui convertissent notre antenne linéaire de base en une structure à polarisation circulaire imperturbable aux conditions hostiles du canal minier sur des sujets mobiles.

4/ Objectifs

4.1 Objectif général

Ces antennes ont donné lieu à un cahier de charge assez large puisqu'il est souhaitable à l'antenne d'être légère, à faible profile et de taille compact, facilement intégrable aux vêtements et dont les performances restent indépendantes de la position ou de la posture du porteur avec un impact de rayonnement électromagnétique sur les tissus humains caractérisé par le débit spécifique d'absorption (SAR) minimal et un rapport avant arrière (front to back ratio: FBR) important, un haut gain et une bonne directivité.

4.2 Objectifs spécifiques

Pour atteindre ces objectifs, on utilise la technologie des métamatériaux. Les métamatériaux sont des structures périodiques qui se répètent suivant un certain axe sur une, deux ou 3 dimensions. Ces structures permettent d'atteindre l'objectif du faible profil de la structure donnant une épaisseur totale minimale à l'antenne. De ce fait, on utilisera trois types de méta matériaux à savoir; les AMC (Artificial Magnetic Conductor), les FSS (Frequency Selective Surface) et les polariseurs (capable de convertir une polarisation linéaire en polarisation circulaire et vice versa), et cela avec des dimensions acceptables pour être intégrable au corps humain.

5/ Hypothèses de recherche

Dans notre projet de recherche on se focalisera sur l'utilisation des métamatériaux :

- Les AMC (Conducteur Magnétique Artificiel (CMA)): cette dernière occupera le rôle d'un bouclier électromagnétique entre l'antenne monopole et le corps humain. Elle aura pour objectif spécifique d'estomper le couplage (corps humain-antenne monopole) et de modifier le diagramme de rayonnement omnidirectionnel du monopole en diagramme directif, du corps humain vers l'extérieur visant une station de base qui récoltera les données utiles [10].
- Les FSS (Structure Sélective en Fréquence SSF): Cette technologie est mise en avant de l'antenne monopole. Les ondes rayonnées par le patch sont ainsi réfléchies plusieurs fois entre l'antenne et la structure FSS suivant le (Model Tracé de Ray), ce

qui focalisera le rayonnement vers l'avant de la structure. Les éléments périodiques de la structure FSS rayonneront par induction, ce qui aura pour effet de resserrer l'angle d'ouverture de l'antenne pour une plus grande directivité et un gain élevé [11].

- Les Polariseurs : Les polariseurs sont utilisés pour obtenir une antenne à polarisation circulaire à partir d'une antenne à polarisation linéaire. Pour cela il faut créer un milieu biréfringent à base de diélectrique à lamelles ou bien à cellules périodiques inclinées de 45° , ainsi l'onde incidente E à polarisation linéaire peut être décomposée en deux ondes de même amplitude $E_{//}$ et E_{\perp} . La composante perpendiculaire va passer, à travers le polariseur sans modification alors que la composante parallèle va être "avancée", créant un déphasage de $\pi/2$ [12].

6/ Méthodologie détaillée

6.1 L'approche scientifique

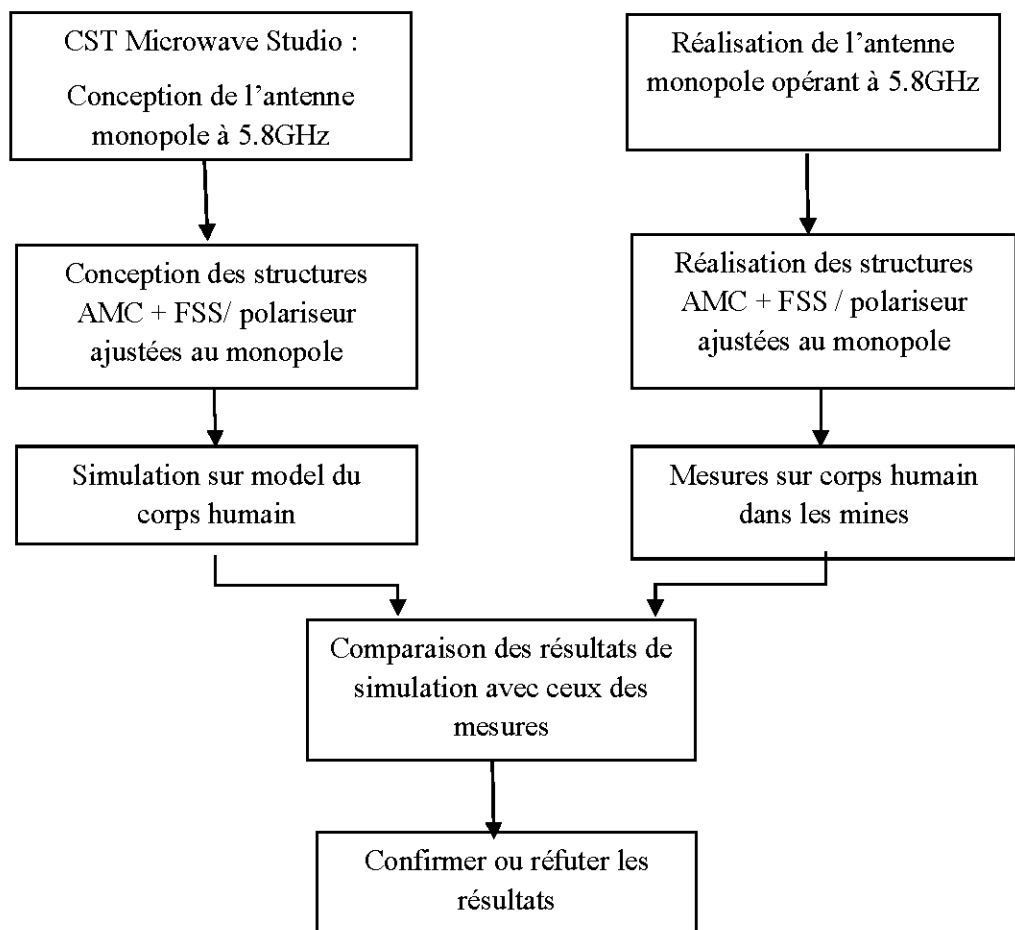
Dans ce projet, nous commencerons tout d'abord au premier chapitre par une description des antennes corporelles et la définition des différents métamatériaux et leurs champs d'applications. Puis dans un second chapitre, on présentera un état de l'art sur l'intégration des métamatériaux dans les antennes corporelles. Au troisième chapitre, on procède à la partie simulation des prototypes d'antennes corporelles à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. Étant donné que la structure du patch conventionnel est munie d'un plan de masse, l'utilisation du CMA serait inutile et non nécessaire. Ainsi, afin de bénéficier des propriétés du CMA, nous créerons le monopole à rayonnement omnidirectionnel opérant à la fréquence 5.8 GHz, auquel on combine la structure AMC opérant à la même fréquence pour avoir un rayonnement directif. Puis, on ajoute la structure FSS pour augmenter le gain de la structure totale. À la fin, nous compléterons par un polariseur pour obtenir une polarisation circulaire.

Une fois l'antenne complétée avec les résultats escomptés, nous passerons au troisième chapitre à la fabrication de l'antenne et nous procéderons à la mesure de ses caractéristiques telles que l'adaptation d'impédance, le gain et le rapport avant arrière (FBR) dans une chambre anéchoïque qui reproduit l'espace libre. Puis, au quatrième

chapitre, on procédera aux mesures de l'antenne sur le corps humain au laboratoire et dans le milieu des mines afin de confirmer les hypothèses mises au préalable en comparant les valeurs mesurées par les résultats de simulations.

6.2 La démarche suivie

Le diagramme schématique suivant montre en quelque sorte les voies et la démarche qui seront empruntées le long des chapitres afin d'atteindre les objectifs du projet et de confirmer les hypothèses initialement formulées :



6.3 Le matériel

Notre projet se basera sur la conception de l'antenne corporelle à partir de la simulation sur logiciel CST Microwave Studio.

Une fois la partie simulation finie, on passe à la réalisation de l'antenne avec différents diélectrique tel que le TMM ou Rogers aux propriétés diélectriques voulues tel que la permittivité et l'épaisseur L'espace entre le monopole et les structures AMC et FSS doivent être séparés par un matériau de permittivité égale à l'air tel que la mousse (foam).

Les mesures de l'antenne se feront d'abord dans une chambre anéchoïque (simulant l'espace libre) puis dans les mines sur le corps humain d'un mineur,

Pour mesurer l'adaptation d'impédance des antennes corporelles, on utilisera un analyseur de réseau vectoriel (VNA) pour mesurer le coefficient de réflexion S11 de l'antenne, et pour prélever le rapport avant arrière de l'antenne, on utilisera le système de mesure LAB VOLT avec le logiciel LVDAM-ANT.

7/ Contributions et publications

- A. Habani, M. Nedil, M. Elazhari and F. Ghanem, "High gain off-body antenna based on combination AMC-FSS structure for underground mining communications," *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Fajardo, 2016, pp. 267-268.
- A. Habani, M. Nedil, T. A. Denidni and L. Talbi, "High gain enhancement off-body antenna for underground mining communications," *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, CA, 2017, pp. 2167-2168.
- A. Habani, M. Nedil, T. A. Denidni and L. Talbi, "High gain off-body linear to circular polarization based on dielectric meander-line for Underground Mining Communications", *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Boston, MA, 2018, in press.
- A. Habani, M. Nedil, T. A. Denidni and L. Talbi, "Off-Body Antenna Dual-Beam Linear to Circular Polarization Converter Based on Quarter-wave Cross-Slot Frequency Selective Surface", *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Boston, MA, 2018, in press.
- A. Habani, M. Nedil, "A Novel FSS circular polarizer based on quarter-wave plate for Off-Body Underground Mining Communication", electronic letter, in preparation.

CHAPITRE I : Les antennes corporelles

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous introduirons les réseaux centrés sur la personne WBAN ainsi que les caractéristiques des antennes planes corporelles, leurs propriétés et leurs diverses applications. Pour ce faire, on étudiera le comportement des méta-matériaux de type Conducteur Magnétique Artificiel (CMA) susceptibles d'être intégré sur les vêtements, jouant le rôle d'un bouclier entre le corps humain et l'antenne éliminant ainsi le couplage (corps humain, antenne), améliorant les performances de l'antenne et réduisant au maximum le rayonnement arrière de l'antenne qui peut s'avérer néfaste pour le porteur. On introduira par la suite, les surfaces sélectives en fréquence (FSS) qui auront pour principal rôle, l'augmentation totale du gain et de la directivité de la structure totale de l'antenne. On présentera finalement les métamatériaux avec un double indice de réfraction appelé matériau biréfringent ou polariseur capable de convertir une polarisation linéaire en une polarisation circulaire et vice versa.

1.2 Les vêtements intelligents (smart clothes)

1.2.1 L'évolution des vêtements à travers les âges

Depuis la nuit des temps, l'homme a toujours cherché à se vêtir avec des vêtements de différents matériaux qui ont évolué à travers les âges. Les premiers vêtements étaient confectionnés par les hommes préhistoriques en peau de bêtes (figure 1.A) pour se prémunir contre les agressions climatiques (froid, gel, chaleur...). Aujourd'hui, le vêtement est devenu une signature ou un symbole pour affirmer son statut social, politique ou une appartenance ethnique à un certain groupe prédéfini [13], ou bien une fonction de l'état tel que les forces de l'ordre, les pompiers et les militaires [14], Sans oublier le fameux costume cravate que l'on porte pour les grandes occasions comme la soutenance d'un projet de fin d'étude (figure 1.B). Depuis une dizaine d'années, les vêtements admettent une nouvelle fonction puisqu'ils deviennent communicants (figure 1.C). Ils sont aussi dotés de capteurs (sensors), un système de traitement de

données et aussi de modules d'émission et de réception de ces dernières et cela après l'arrivée des réseaux centré sur la personne (WBAN).



Figure 1.1 évolution des vêtements à travers les âges. (A) peau de bête, (B) tissus moderne, (C) vêtement communiquant

1.2.2 Les réseaux centrés sur la personne WBAN

Le Réseau sans fil centré sur la personne (WBAN) est une technologie de réseau sans fil basée sur les radiofréquences qui consiste à interconnecter sur, autour ou dans le corps humain de minuscules dispositifs utilisant des courants de très faible puissance pouvant effectuer des mesures (capteurs) ou agir de façon active (actionneurs) [15].

Les réseaux centrés sur la personne sont divisés en trois catégories qui dépendent de la position des antennes par rapport au corps :

- **Communications In-body** : ou Communications d'implants médicaux et réseaux de capteurs embarqués à l'intérieur du corps humain qui communiquent avec une antenne sur le corps, le canal de propagation étant l'intérieur du corps humain [16].
- **Communications On-body** : les antennes sont sur le corps, et le canal de propagation est la surface du corps humain par ondes rampantes (creeping waves) [17].
- **Communications Off-Body** : dans ce cas le canal de propagation est l'espace environnant, une seule antenne est placée sur le corps humain qui communique avec

une autre antenne distante (remote antenna), et c'est ce type d'antennes dont fera l'objet de notre projet de fin d'étude [18].

Les paramètres traditionnels des antennes (gain, directivité, diagramme de rayonnement..) sont généralement basés sur les conditions de propagations en espace libre. Pour les antennes In-Body et On Body, le canal de propagation étant respectivement les différentes couches du corps et la surface du corps humain. Le modèle du champ lointain est difficilement applicable, on utilise par conséquent le modèle sous-jacent qui est le modèle bien connu d'un radiateur isotrope permettant la séparation des canaux, émetteur et le récepteur [17]. Dans le cas des antennes Off Body, la direction de propagation pointe à l'extérieur du corps humain. Certes, l'adaptation d'impédance et le diagramme de rayonnement changent à cause de l'interaction avec le corps humain mais généralement aucune modification du modèle du champ lointain n'est rapportée dans la littérature [17].

1.2.3 Les caractéristiques des antennes Off-Body

Ce type d'antennes opère dans un environnement non-conventionnel à proximité du corps humain. Deux objectifs sont à prévoir:

- Réduire le rayonnement arrière de l'antenne : Ce rayonnement étant de l'énergie, il peut s'avérer dangereux pour la santé du porteur et risque de contracter un cancer (modification des brins d'ADN des cellules) du fait des rayonnements électromagnétiques intempestifs à long terme [19]. D'où le besoin vital de minimiser le débit d'absorption spécifique DAS et d'augmenter le rapport avant arrière de l'antenne FBR (Front to Back Ratio).
- la présence du corps humain introduit du fait de sa permittivité et de sa conductivité, une modification des caractéristiques de l'antenne telles que: l'adaptation d'impédance, diagramme de rayonnement, fréquence de résonance due à l'absorption de la puissance et au couplage capacitif antenne-corps [19].

Ces antennes doivent être conformes au corps humain et doivent être aussi:

- **Légère (light weight)** : Elles doivent être conçues avec des matériaux aussi légers que possible.
- **Faible profile (low profile)** : Ces antennes doivent être à faible profil, soit à une épaisseur réduite, de préférence discrètement intégré dans le vêtement, souple et robuste ou bien miniaturisée et idéalement confortable à la surface du corps.
- **Faible coût (Low cost)** : les matériaux doivent être à prix réduit pour une fabrication en masse.

1.2.4 Etat de l'art sur les antennes corporelles textiles

On trouve au sein de la littérature plusieurs antennes de types textiles. Dans [20], l'antenne fonctionne pour des applications en bande ISM (2,45 GHz). La taille de l'antenne est de 100 mm de largeur ($\sim \lambda_0$) sur une épaisseur de textile Aramide de 1,67 mm (figure 1.2). Elle admet un gain de 5 dBi dans la direction perpendiculaire à sa surface supérieure.

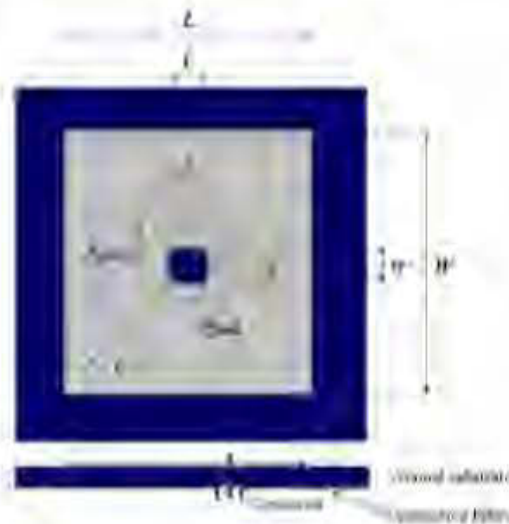
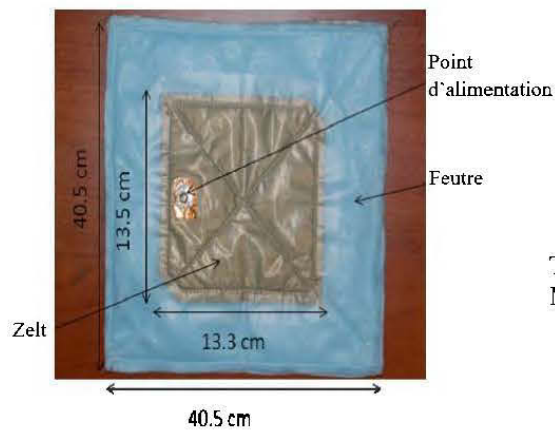


Figure 1.2 Antenne patch textile de forme carré [20]

Cette antenne est à polarisation linéaire avec un diagramme directif, l'inconvénient avec cette structure est que l'antenne ne peut pas être naturellement orientée dans la direction du récepteur. Notamment, lorsque l'utilisateur adopte certaines postures ou bien à cause des conditions géographiques (vallon, virages, milieu minier...). Afin de

contrer ces effets, on introduira par la suite, une série d'antenne textiles à polarisation circulaire et avec déphaseurs.

Dans [21] nous discutons d'une conception d'antenne à patch tronqué à polarisation quasi circulaire à faible coût sur le tissu conducteur de Zelt et de substrat en feutre pour effectuer une communication du corps centrée à 915 MHz (figure 1.3) pour surveiller les patients après l'opération. Les propriétés du zelt et du feutre sont données dans le (tableau 1.1) ci-joint :



	Zelt	Felt
Conductivity (\$ m)	1×10^8	
Resistivity (ohm sq)	0.01	
Permittivity		1.38
Loss Tangent		0.023
Cost (per sq meter)	\$15	\$5
Substrate thickness (mm)		2.2

Tableau 2.1 Propriétés du zelt et du felt pour 915 et 925 MHz [21]

Figure 1.3 Antenne corporelle avec zelt et substrat felt

Dans [22], une antenne textile pour la communication hors du corps intégrée dans des vêtements de protection pour les pompiers est présentée. Le substrat utilisé est de la mousse souple à mémoire de forme couramment disponible dans les vêtements de protection. Elle fournit une épaisseur uniforme, stable et suffisante. De plus, sa structure cellulaire admet des propriétés, telles que le retard de flamme et l'hydrofugation. La mousse a une permittivité diélectrique relative de 1.52, une tangente de perte de 0,012 et une épaisseur de 3,94 mm. Le conducteur textile utilisé est le Shieldit Super pour le patch d'antenne et FlecTron pour le plan de masse, les deux avec une résistance de feuille inférieure à 0,1 Ohm/ sq.

L'antenne est à polarisation circulaire (figure 1.4) et admet une bande passante de 180 MHz même lorsque l'antenne est comprimée ou pliée.

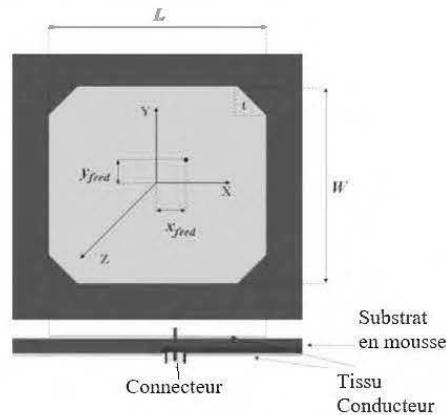


Figure 1.4 Antenne microruban à coins tronqués sur un substrat en mousse souple [22]

Dans [23], on présente la première antenne textile à double polarisation circulaire droite et gauche afin de recevoir et/ou transmettre simultanément deux signaux. Le patch et le plan de masse ont été réalisés avec shieldit et flectron, alors que le substrat est fait en mousse flexible. Cette antenne opère à la bande ISM de 2.45 GHz et admet un gain de 6.3 dBi et 6.8 dBi respectivement pour le port 1 et 2. Cette antenne est aussi robuste aux déformations diverses (figure 1.5).

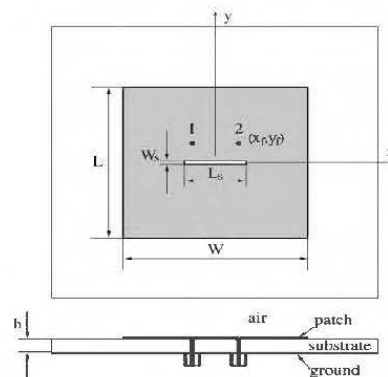


Figure 1.5 Schéma de l'antenne à double polarisation circulaire [23]

Dans [24], un réseau d'antenne patch triangulaire (figure 1.6) est mis en avant et à l'arrière du porteur avec des diviseurs de puissance et des déphaseurs. Ce qui fait augmenter le gain total de 4 dBi par rapport à un seul patch et en appliquant des phases différentes on peut varier la direction du pointage du diagramme de rayonnement.

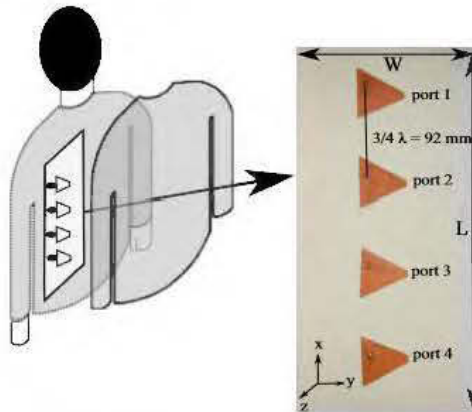


Figure 1.6 Réseau de quatre antennes patch textiles intégrées dans le vêtement des pompiers [24]

Le but final vise à créer des antennes corporelles de type textiles qui, en plus d'être légère, à faible profile et faible coût, sont aussi souples déformables et robustes aux agressions externes physiques (plies, formes du corps) ou climatiques (pluie, neige, chaleur).

Dans ce projet, on se restreindra à l'étude, la conception et la réalisation des antennes corporelles à partir de substrats solides afin de tout d'abord vérifier les caractéristiques des méta-matériaux puis on pourra implémenter cette technologie par la suite sur les matériaux textiles.

1.2.5 Applications des antennes corporelles

Les antennes corporelles sont utilisées dans diverses domaines d'application, nous citerons:

– **le domaine de la santé** : la surveillance de la santé et le suivi des patients à travers une plateforme de télémédecine (figure 1.7). La démographie étant en constante hausse et la demande des soins de santé augmentent. De nombreux gouvernements sont à la recherche de solutions de soins de santé à distance. L'espérance de vie augmente aussi et les personnes âgées nécessitent de plus en plus de soin permanent. Grâce à la technologie de l'information et de communication du système E santé, les capteurs sur ou à l'intérieur du corps humain relèveraient les paramètres vitaux du patient et les enverraient en temps réel à leur médecins traitant ou encore injecterait un médicament

automatiquement à l'aide d'un actionneur, ce qui réduirait considérablement les coûts de la sécurité social [25].

– **applications civiles** : services de sauvetage des victimes des catastrophes naturelles, les maisons intelligentes et les systèmes d'identification, remplacement de la carte de paiement, divertissement personnel [26].

– **Sport** : Suivi des performances des athlètes et amélioration de leurs mouvements techniques.

– **Communication militaire** : améliorer les performances du soldat sur le champ de bataille, et sa survie dans les conditions extrêmes.

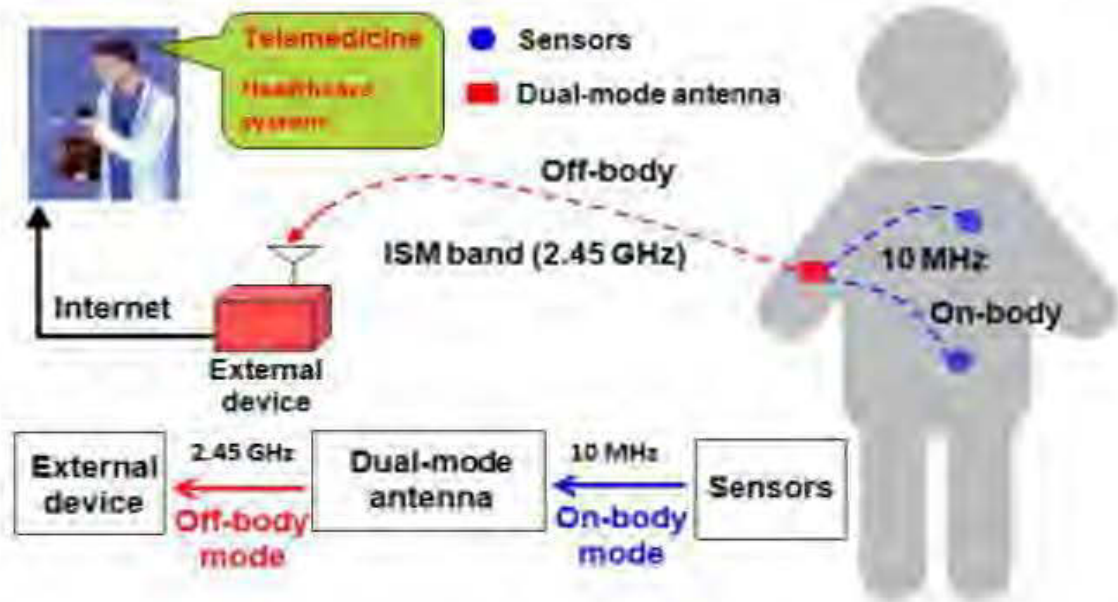


Figure 1.7 Réseaux WBAN de surveillance médicale [25]

1.3 Les antennes pour vêtements communicants

Les antennes à polarisation linéaire sont les plus utilisées pour les applications de vêtements communicants, la bande visée dans ce mémoire est la bande (ISM) (5,725 - 5,875 GHz (soit $5,800 \text{ GHz} \pm 75,0 \text{ MHz}$)). Ces antennes, servent à envoyer les signaux extraits à l'aide des capteurs comme l'électrocardiogramme. On distingue deux types

d'antennes planes à cet effet, les patches dit à rayonnement directifs dont le plan de masse est totalement recouvert par du conducteur et les antennes monopoles qui jouissent d'un rayonnement omnidirectionnel dont le plan de masse est partiellement recouvert de cuivre au niveau de la ligne micro-ruban et dénudé du côté patch, ce qui lui confère un rayonnement omnidirectionnelle dans un plan donné.

Les antennes patch à rayonnement directif perpendiculaire au corps sont les plus intéressantes et facile à utiliser en termes d'antennes corporelles par rapport aux monopoles.

On démontrera plus tard que les antennes microrubans même étant directive à l'extérieur du corps, elle présente un rapport avant arrière (FBR) bien inférieure aux monopoles sur structure haute surface impédance (HSI) et un gain bien inférieure.

Sur ce qui suit, on s'intéressera sur les différentes structures à intégrer au monopole planaire omnidirectionnelle pour aboutir aux caractéristiques voulues.

1.3.1 Les structure de type conducteur électrique parfait (CEP)

Les antennes monopoles rayonnent de manière omnidirectionnelle. De ce fait, une partie du rayonnement néfaste est absorbé par le corps et du fait du couplage (corps-antenne) leurs performances se détériorent. Les monopoles admettent aussi un faible gain réalisé car le gain réalisé total est dispersé de manière égale sur 360° .

Pour isoler ce rayonnement, on dispose d'un plan de masse caractérisé par un CEP agissant comme un réflecteur, un bouclier électromagnétique immunisant le corps contre les rayonnements de l'antenne monopole. Le réflecteur métallique permet de rediriger le rayonnement arrière dans la direction normale au plan de l'antenne permettant d'améliorer le gain et s'isoler des pertes du corps. Cependant lorsque l'on rapproche trop près de l'antenne du plan de masse, les courants circulants sur le plan de masse sont en opposition de phase par rapport au courant sur l'antenne (principe des images). Ce qui entraîne une désadaptation totale et élimine tout rayonnement de l'antenne (figure 1.8) [27].

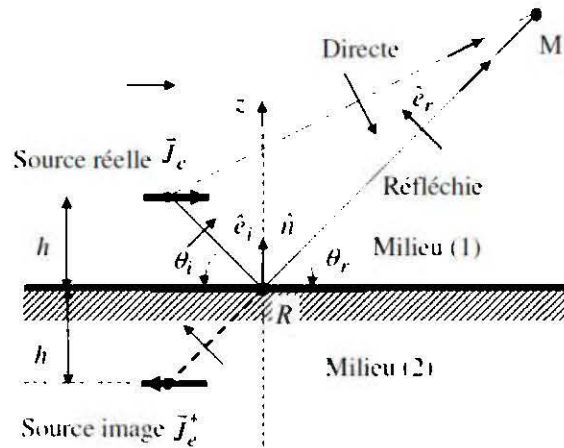


Figure 1.8 Monopole au-dessus d'un conducteur électrique parfait [9]

Le principe des images est cité comme suit : « le courant original est parallèle et en opposition de phase » ($\varphi = \pi$) avec le courant image. Il faut ainsi éloigner l'antenne de son réflecteur métallique afin de remettre les ondes en phase. Le déphasage φ d'une onde est caractérisé par l'équation suivante [27]:

$$\varphi = \beta h \quad (1.1)$$

Où $\beta = 2\pi/\lambda_m$ est le nombre d'onde et h la distance séparant l'antenne de son réflecteur métallique. On en déduit que pour engendrer un déphasage $\varphi = \pi/2$, il est nécessaire d'espacer l'antenne de son réflecteur à l'aide d'un espaceur de hauteur $h = \lambda_m/4$ (λ_m étant la longueur d'onde dans le milieu) à la fréquence de résonance [27]. L'onde se propageant à l'arrière de l'antenne sera déphasée de $\pi/2$ par l'espaceur, puis de π par le CEP (principe des images) et de nouveau de $\pi/2$ par l'espaceur. La somme de toutes ces contributions permet d'obtenir un déphasage de 2π de l'onde et d'être en phase, et dès lors de s'ajouter constructivement, avec l'onde se propageant dans la direction des Z positifs (par exemple) (figure 1.9).

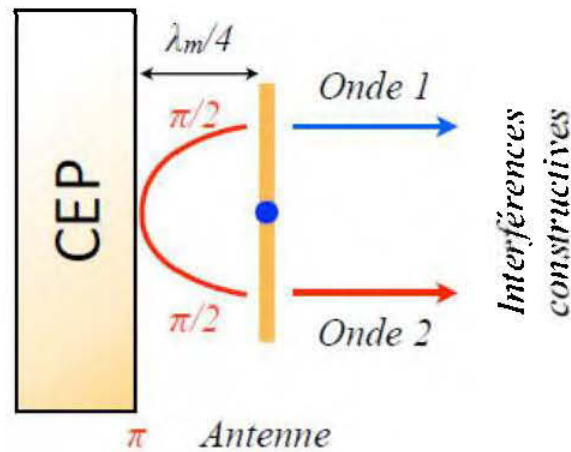


Figure 1.9 Interférences constructives dues au CEP à $\lambda_m/4$ du monopole [27]

1.3.2 Les Conducteurs magnétiques parfait (CMP)

Contrairement aux CEP, l'utilisation d'un CMP comme plan de masse permet de résoudre les inconvénients cités ci-dessus. Un CMP agit comme le dual du CEP à savoir que le champ magnétique tangentiel total est nul : le courant d'origine et le courant image issue du réflecteur magnétique sont parallèles et en phase ($\varphi = 0$), permettant ainsi d'obtenir des interférences constructives sans nécessiter un espaceur entre l'antenne et ce plan de masse particulier (Figure 1.10) [27].

Ce phénomène peut aussi s'expliquer en termes de réflectivité : le coefficient de réflexion du réflecteur éclairé par une onde plane en incidence normale d'un CEP et d'un CMP montre que l'amplitude du coefficient de réflexion est identique mais il y'a une différence de phase de 180° entre les deux réflecteurs [28]. Le coefficient de réflexion dans le cas d'un CEP est $\gamma = -1$ tandis que dans le cas d'un CMP, le coefficient de réflexion sera $\gamma = +1$ [28].

D'un point de vue impédance, le CEP apparaît alors comme un court-circuit soit une impédance nulle du point de vue de l'onde plane incidente. Cependant, le CMP va se comporter : comme un circuit-ouvert, c'est à dire comme une impédance infinie d'où le nom de surface haute impédance (HSI) [27].

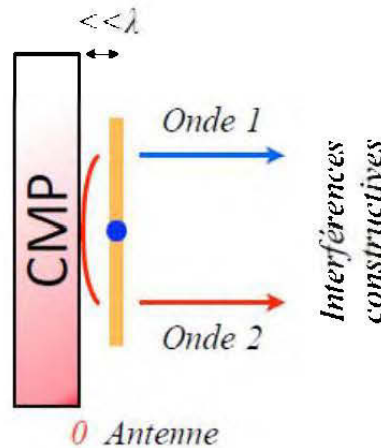


Figure 1.10 Interférences constructives dues au CMP [27]

1.3.3 Les structure de type conducteur magnétique artificiel

Le besoin d'utiliser les conducteurs magnétiques parfait (CMP) devient une nécessité absolue vue leur intégration à faible profile par rapport au plan de masse (CEP) avec lequel on doit respecter une distance de $h = \frac{\lambda}{4}$, (l'espaceur augmente lorsque la fréquence d'étude est basse). Cependant, les (CMP) n'existent pas dans la nature, c'est là qu'intervient une catégorie de matériaux ayant des propriétés similaires sur la phase du coefficient de réflexion, qu'on appelle « les métamatériaux de type Surface Haute Impédances (SHI) » ou le conducteur magnétique artificiel (AMC).

Les surfaces hautes impédances ont été inventées dans les années 2000 avec les « Mushroom » de Sievenpiper [29]. Il a fallu attendre 2001, pour voir la première antenne textile à base de métamatériaux de type SHI [30].

La synthèse du CMA est formée d'inclusions métalliques périodiques, modélisées par des motifs imprimés sur le plan de masse, de longueur inférieure à la longueur d'onde, elles peuvent alors être représentées à l'aide d'éléments localisés – capacité (C) et inductance (L). Chaque élément périodique agit comme une connexion parallèle L et C pouvant modifier la fréquence de résonance du matériau artificiel. Aux fréquences différentes à la fréquence de résonance du circuit LC, la capacité est

déchargée, l'impédance de l'élément périodique est un court-circuit modélisant dès lors le comportement d'un CEP. À la fréquence de résonance du circuit équivalent $f_r = 1/2\pi\sqrt{LC}$, l'impédance du circuit sera vue comme un circuit ouvert : la structure se comportera comme un matériau magnétique (des surfaces sélectives en fréquences).

En termes de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, ceci se traduit par un module égal à 1 (si le matériau ne comporte pas de pertes) et d'une phase évoluant entre $\pm\pi$.

1.3.3.1 Bande passante d'un CMA

On définit la bande passante d'un CMA lorsque la phase du coefficient de réflexion au niveau de la surface du matériau varie entre $\pm\pi/2$. Cette définition assure une condition d'interférence non destructive entre respectivement l'onde rayonnée à l'avant et à l'arrière de l'antenne une fois réfléchi [27]

La (figure 1.11) représente la phase du coefficient de réflexion d'un conducteur magnétique artificiel (CMA) en fonction de la fréquence lorsque celui-ci est éclairé par une onde plane en incidence normale.

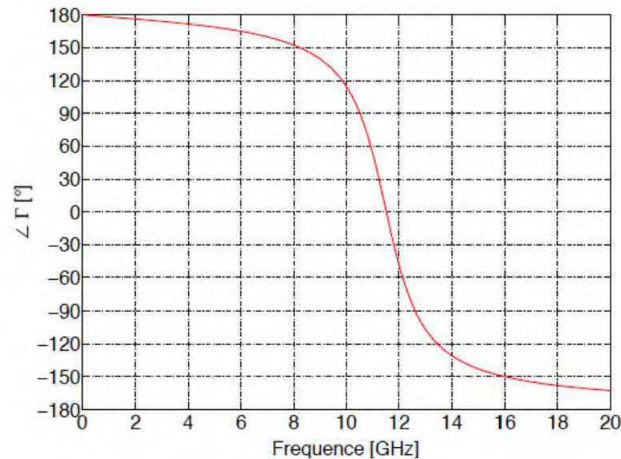


Figure 1.11 Variation de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'un CMA [27]

1.3.4 Les surfaces sélectives en fréquence (FSS)

Les surfaces sélectives en fréquence ont fait l'objet de diverses études [31, 32] tel que le filtrage fréquentiel pour atténuer les signaux indésirables et limiter les phénomènes d'interférences, le contrôle des caractéristiques d'une antenne tel que son gain, sa directivité, sa bande passante...

Les FSS sont en général constituées d'éléments métalliques et diélectriques arrangés en réseaux périodiques planaires (Figure 1.12). La réaction d'une FSS face à une excitation est déterminée par :

La géométrie des motifs périodisés, par le pas du réseau et par leurs propriétés de dispersion, généralement établies lorsque l'on considère des surfaces infinies, et les phénomènes de résonance apparaissent quand la taille effective des éléments du réseau est un multiple de la longueur d'onde d'excitation [33, 34]. En effet, après le passage de l'onde électromagnétique à travers le FSS, certaines fréquences sont transmises tandis que d'autres sont réfléchies.

Les surfaces FSS ont été utilisées pour des applications militaires à partir des années 1960 afin de rendre les objets non détectables par les radars comme les avions furtifs [35], ou bien insérés dans les Radômes pour protéger l'antenne des intempéries [36]. Au niveau de notre projet, on utilisera les structures FSS en amont de l'antenne monopole planaire comme 'Superstrate' afin de propulser l'énergie électromagnétiques des ondes cohérentes à sommation constructives, vers l'avant de l'antenne et ainsi augmenter le gain et la directivité de l'antenne corporelles pour la fréquence de résonance de 5.8 GHz, démontré par le simple model de Ray Tracing [37].

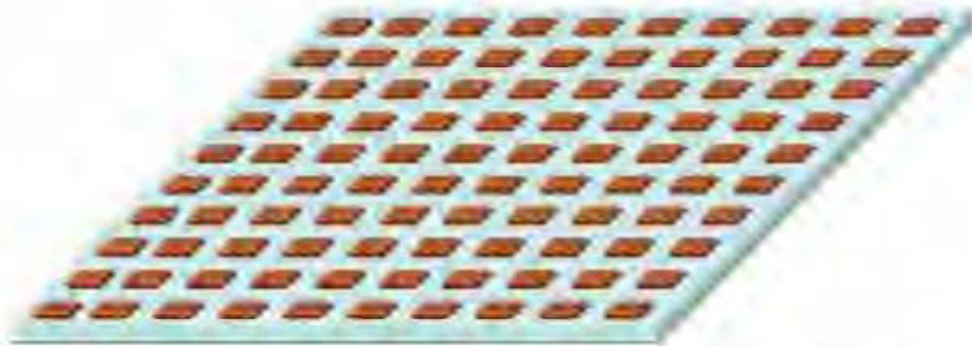


Figure 1.12 Réseau bidimensionnel périodique de patches métalliques d'une structure FSS [38]

1.3.5 Les structures à bandes interdites électromagnétiques (BIE)

Ces surfaces sont des structures périodiques de matériaux diélectriques et/ou métalliques généralement référencées comme des structures à bandes interdites électromagnétiques (BIE) et qui sont extrapolées des structures photoniques à bandes interdites. Ces structures artificielles ont la propriété de supprimer la propagation des ondes de surface dans une certaine bande de fréquences en créant des courants de boucles qui s'annulent deux à deux [39]. Ces structures sont utilisées comme un filtre fréquentiel, filtre spatial ou de miroirs à très forte réflectivité. Parmi les cellules les plus utilisés, on cite, les DSRR (Double Split Ring Resonator) [40], voir (Figure 1.13).

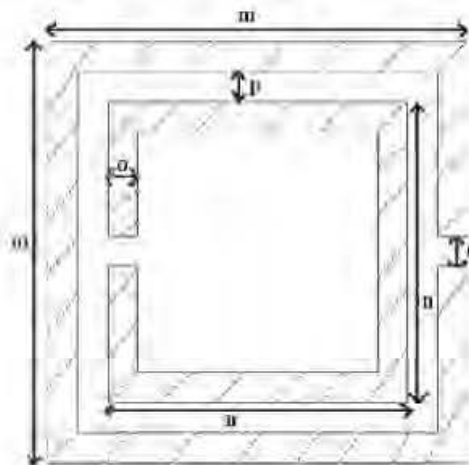


Figure 1.13 Présentation de la cellule unitaire de la structure SRR [39] (les SRR en hachuré)

1.3.6 Les polariseurs

Les matériaux dont les propriétés sont non-isotropique et leur indice de réfraction dépend de la direction de polarisation (c'est à dire directions du champ électrique) sont appelés biréfringent [41]. La biréfringence fait en sorte que le matériau explicite une double réfraction à une onde électromagnétique incidente. L'onde est donc décomposée en deux composantes, l'une d'entre elles est retardée et / ou l'autre peut être avancée. Ainsi pour obtenir une polarisation circulaire, il faut, de manière générale, que les deux composantes orthogonales (E_θ et E_ϕ) du champ électrique aient la même amplitude et soient en quadrature de phase après passage du polariseur [41].

On peut citer deux grandes catégories d'antenne à polarisation circulaire : la première est une antenne qui crée elle-même sa polarisation circulaire [42]. La seconde est une antenne à polarisation linéaire dont la polarisation change par le biais d'un élément extérieur (polariseur) [43]. C'est cette deuxième catégorie qui nous intéresse dans notre projet.

On mesure la polarisation circulaire par le taux d'ellipticité (Axial Ratio) : il faut que la différence d'amplitude soit inférieure à -3 dB avec un déphasage parfait entre les deux composantes. Autrement dit, il faut un écart de phase inférieur à 20° avec un équilibre d'amplitude parfait [43].

il y a plusieurs méthodes pour réaliser un polariseur par exemple :

- Le polariseur à lames (**Figure 1.14.a**)
- Le polariseur à lignes à méandres (**Figure 1.14.b**)
- Le polariseur à empilement de couches diélectriques (**Figure 1.14.c**)

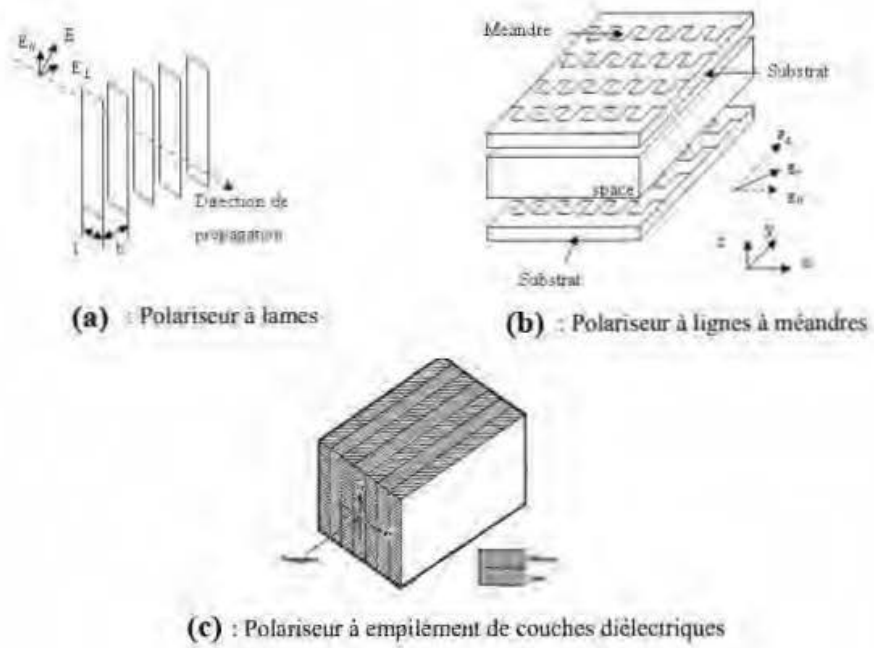


Figure 1.14 types de polariseurs [43]

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre on a mis à profit les notions de base sur les conducteurs magnétiques parfaits (CMP) pour créer une structure de conducteur magnétique artificiel (CMA) afin de diminuer l'espaceur de $\lambda/4$ contraint par les conducteurs électriques parfait (CEP). On a aussi, par la même occasion, introduit les notions et les définitions des surfaces sélectives en fréquences mise en avant de l'antenne afin d'augmenter le gain total de la structure pour une certaine bande de fréquence, ainsi que les structures EBG (Electromagnetic Band Gap) qui est analogue aux structures FSS et empêche la transmission d'onde électromagnétique pour une certaine bande de fréquence. De même, les polariseurs qui affichent un double indice de réfraction et qui par conséquent permettent de polariser circulairement une antenne à polarisation linéaire ce qui est très utile pour les antennes corporelles qui seront mise sur des sujets mobiles.

Dans le chapitre suivant, un état de l'art sera élaboré sur les structures de méta-matériaux, respectivement, les AMC (Conducteur Magnétique Artificiel), les FSS (Sélective Surface en Fréquence) et les polariseurs aux motifs de formes géométriques différentes, au bout duquel on choisira les cellules qui donneront les meilleures performances en termes d'adaptation d'impédance, de gain, d'angle d'ouverture 3 dB, de FBR et de SAR.

CHAPITRE II : l'état de l'art des méta-matériaux (AMC, FSS, POLARISEUR) et leur intégration aux antennes corporelles

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons un état de l'art des antennes intégrés dans les vêtements. En effet, on aura un éventail d'applications des métamatériaux dans la littérature pour les structures telles que les AMC (Artificial Magnetic Conductors) comme réflecteurs en aval du monopole planaire, les FSS (Frequency Selective Surface) comme directeurs en amont du monopole planaire et les polariseurs convertisseurs de polarisation linéaire vers circulaire en amont du monopole aussi. On déterminera les avantages de chaque structure ainsi que ces inconvénients et à la fin du chapitre, on choisira les meilleures structures pour la conception de nos antennes corporelles.

2.2 Les Conducteurs magnétiques artificiels (AMC)

Les antennes à rayonnement omnidirectionnel, comme les dipôles, nœuds papillon, monopoles plans admettent de faibles gains du fait de leur diagramme de rayonnement de plus, rayonnent dans le corps humain lorsqu'elles sont à sa proximité et sont facilement désadaptées.

Nous avons vu dans le chapitre précédent à la section I.3.1 que pour isoler le rayonnement néfaste de l'antenne vers le corps, on utilise un plan de masse à une distance de $\lambda/4$ de l'antenne monopole, comme pour un réflecteur. Ce dernier conserve une sommation constructive des ondes, un diagramme de rayonnement directif à l'extérieur du corps et une diminution du rayonnement arrière [27]. L'inconvénient principal apparaît pour les utilisations en basse fréquence [14]. On obtient alors des longueurs non négligeables pour l'intégration de l'antenne sur le corps ou dans un vêtement, où le faible profil est un atout recherché.

C'est dans ce contexte qu'on utilise les structures des meta-matériaux de type Surface Haute Impédances SHI [44]. Ces matériaux sont constitués de motifs périodiques métalliques de longueur inférieure à la longueur d'onde. Ces matériaux ont des propriétés bien spécifiques sur la phase du coefficient de réflexion de la surface

(voir chap I.3.2). Il existe deux types de surface hautes impédances, d'une part les surfaces à base de Conducteurs Magnétiques Artificiels CMA ayant la propriété d'avoir une phase du coefficient de réflexion nulle (voir chap I.3.3), et d'autre part les surfaces à Bande Interdite Electromagnétique BIE qui ont à la fois la propriété sur la phase du coefficient de réflexion et celle de suppression des ondes sur sa surface à la même fréquence (voir chap I.3.5).

La première structure AMC de base utilisée de type HSI est une surface à bande interdite électromagnétique, composée de 6x6 éléments patchs carrés sur laquelle est montée une antenne patch résonant à 2,4 GHz [16]. La longueur électrique des patchs donnait la valeur inductive alors que le gap entre les patchs fournissait la valeur capacitive de la structure, ainsi la structure finale opérait bien à la fréquence de résonance de 2.4 GHz, suivant la formule suivante :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.1)$$

Dans un second article [45], un monopole planaire (figure 2.1.a) est placé sur une surface anisotrope de conducteur magnétique artificiel formée de 2x2 cellules à la forme de la lettre « I » (figure 2.1.b) qui confère à l'antenne une structure totale à faible profile et un taux d'interférence faible vis-à-vis du corps humain. Cette antenne opère à la nouvelle bande passante WBAN de 2.36 à 2.40 GHz pour les communications corporelles.

Les résultats sont assez satisfaisants, en effet, l'épaisseur totale de l'antenne est de seulement 1/15 de la longueur d'onde de résonance avec 5.5% de bande passante, un gain de 6.2 dBi et un rapport avant arrière supérieur à 23 dB, ce qui rend l'antenne une candidate idéale pour l'intégrer dans divers systèmes corporels, mais pour une utilisation dans un milieu dense et complexe comme les mines souterraines, l'antenne devrait avoir un plus haut gain.

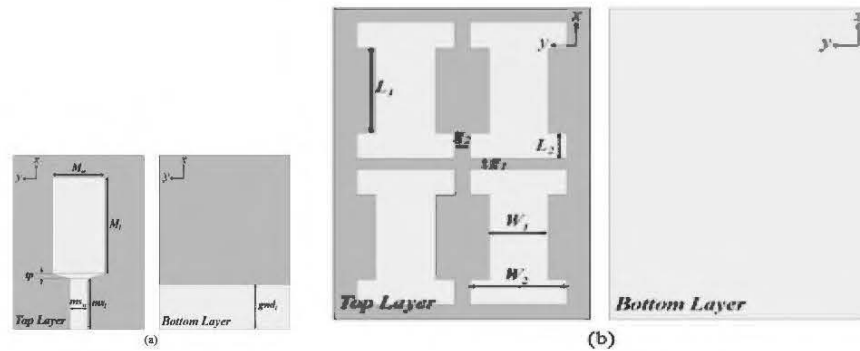


Figure 2.1 (a) Vues supérieure et inférieure de la couche monopôle supérieure. (b) Vues supérieure et inférieure de la couche métasurface de taille finie avec un support métallique [45].

Les simulations ont aussi été faites sur un phantom (modele du corps humain) pour calculer le taux d'absorption spécifique (SAR) du corps humain des radiations électromagnétiques dans les deux cas, à savoir, avec ou sans structure AMC, la valeur du SAR ne devant pas dépasser 1.6 W/Kg moyennée à 1g de tissu humain [46].

Pour une puissance d'entrée de 10 mW, le monopole planaire génère un pic SAR de 4.01 W/Kg due à sa radiation omnidirectionnelle. Les radiations pénètrent donc plus dans le corps humain, par conséquent l'adaptation d'impédance se trouve aussi perturbé à différentes hauteurs de l'antenne du corps humain. Il en est tout autre avec la structure AMC intégrée où le SAR chute à la valeur de 0.067 W/Kg même à une distance de 1 mm du model de tissu humain, soit 98.7% de réduction, quant à l'adaptation d'impédance, celle-ci est invariable et indépendante de la distance sur le model du tissu humain.

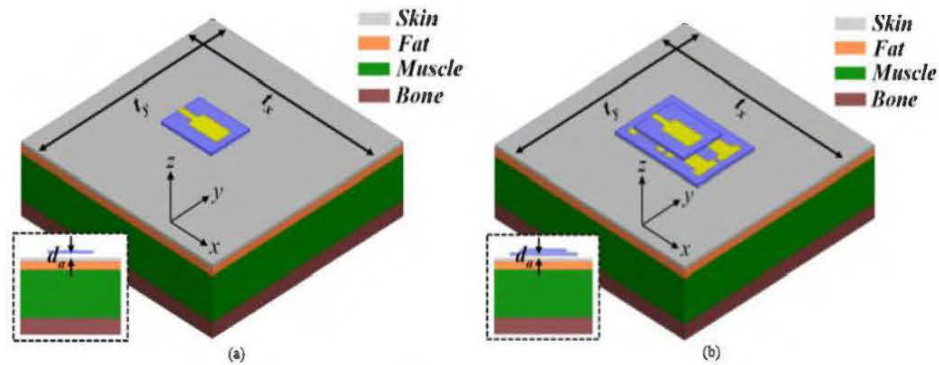


Figure 2.2 Configurations de (a) l'antenne monopôle planaire et (b) l'antenne intégrée à métasurface intégrée lorsqu'elle est placée sur un modèle de tissu multicouche. Les dimensions sont $t_x = 150$ mm et $t_y = 150$ mm [45]

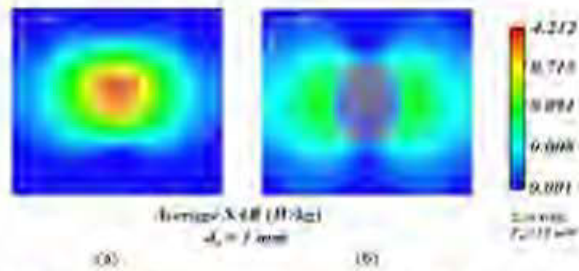


Figure 2.3 Valeurs moyennes simulées du SAR pour (a) le monopôle planaire et (b) l'antenne intégrée à métasurface à 1 mm du modèle de tissu multicouche [45]

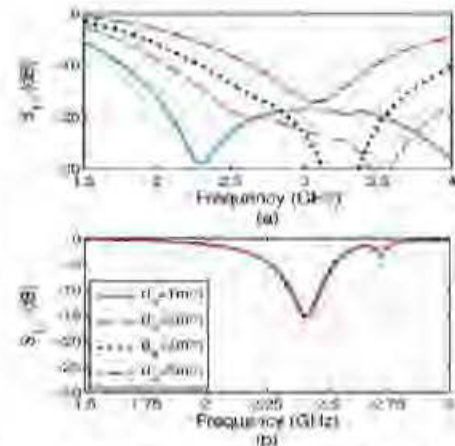


Figure 2.4 S_{11} simulé pour (a) le monopôle planaire et (b) l'antenne intégrée à métasurface à différentes distances (da) du modèle de tissu multicouche [45]

Une antenne à large bande inspirée par un voile de moulin à vent est développée pour des applications de réseau sans fil (WBAN) [47]. L'antenne consiste en une paire de dipôles avec un substrat flexible. Une structure unitaire de conducteur magnétique artificiel (AMC) est intégrée pour réduire l'onde de diffusion vers l'arrière vers le corps humain (Figure 2.5 a), et fournit un profil bas avec une épaisseur de 5,74 mm et une petite taille avec une surface de 46 mm x 46 mm. Les résultats mesurés sur le fantôme révèlent que l'antenne AMC intégrée atteint une bande passante d'impédance de 63,5% (5,7-11,0 GHz) (Figure 2.5 b), un gain de crête de 8 dBi et un rapport avant arrière (ratio front-to-back) (FBR) supérieur à 15 dB. Le circuit équivalent de la structure est montré ci-dessous à la fig2.6.

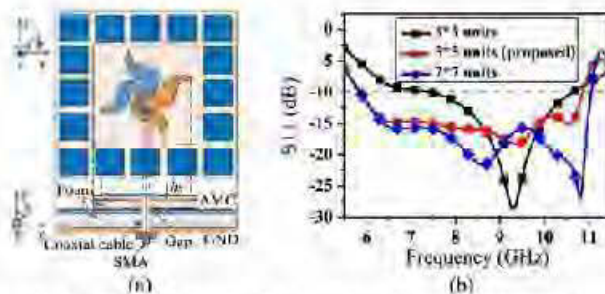


Figure 2.5 (a) Configuration de l'antenne intégrée AMC (b) -paramètres de l'antenne proposée avec une taille de plan de masse AMC différente [47].



Figure 2.6 (a) Configuration et (b) circuit équivalent d'unités AMC adjacentes de forme carrée [47].

Par la suite des effets de flexion ont été étudiés avec cette antenne et son avantage reste sa flexibilité et son insensibilité à la déformation. L'inconvénient revient à son alimentation perpendiculaire plus difficile d'intégrer au corps qu'une alimentation par ligne microstrip pour un patch.

Dans [48], une antenne réflecteur double bande avec un conducteur magnétique artificiel à double résonance (AMC) fonctionnant en bande WLAN ($2,4 \text{ GHz} \pm 2,48 \text{ GHz}$, $5,15 \text{ GHz} \pm 5,35 \text{ GHz}$) est proposée (figure 2.7).

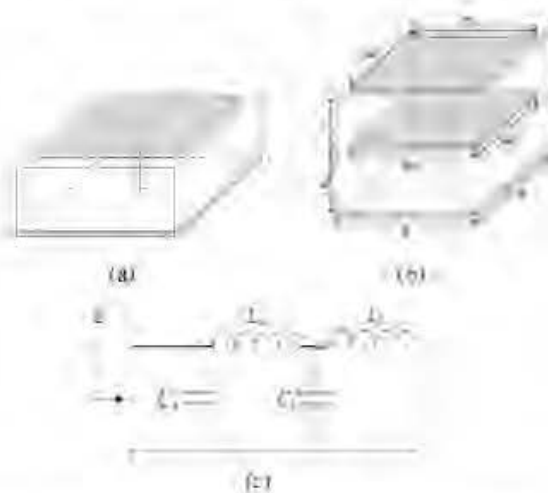


Figure 2.7 (a) AMC monocouche conventionnel (b) AMC double résonance (c) Modèle de circuit équivalent de AMC à double résonance [48]

La double couche AMC (figure 2.8) avec un dipôle double bande (fig 2.9(a)) a deux objectifs majeurs, celui d'opérer sur deux bandes de fréquences différentes (fig 2.9 (b))

et aussi d'augmenter le rapport avant arrière, améliorer le gain ainsi qu'augmenter l'immunité entre le corps humain et l'antenne.

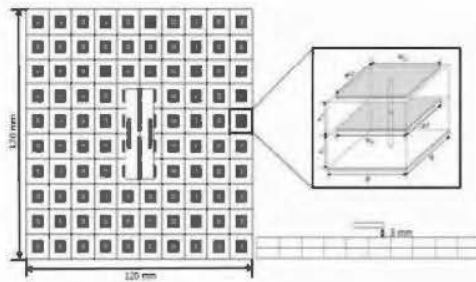


Figure 2.8 Antenne réflecteur bi-bande avec AMC à double résonance [48].

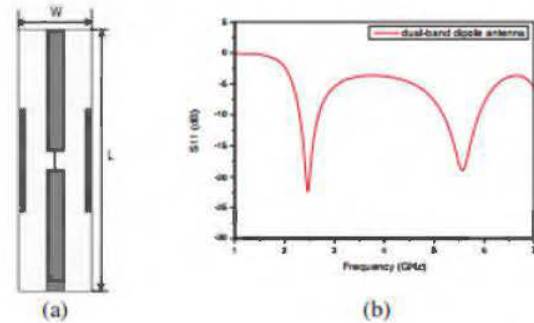


Figure 2.9 (a) Schéma d'un dipôle double bande ($W = 15\text{mm}$, $L = 45\text{mm}$), épaisseur = 1.6mm) (b) S_{11} d'un dipôle double bande [48].

Les diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne fabriquée sont comparés avec les diagrammes de rayonnement simulés. Dans la bande basse ($2,4 \pm 2,48\text{ GHz}$), le gain de crête moyen mesuré est de $5,45\text{ dBi}$ et le rapport entre le lobe avant et le lobe arrière est de $31,4\text{ dBi}$. Dans la bande haute ($5,15 \pm 5,35\text{ GHz}$), le gain crête mesuré est de $7,9\text{ dBi}$ et le rapport du lobe frontal au lobe arrière est de 27 dBi .

L'article [49] débute l'étude à partir de la structure AMC de patch carré ordinaire. En se basant sur la théorie fractale de Koch d'ordre 1 et 2 (figure 2.10, figure 2.11) et le modèle de circuit équivalent de la structure AMC proposé par D. Sievenpiper (figure 2.12), on obtient un plan de masse AMC fractal à large bande avec une bande passante relative de $43,5\%$. Ensuite, ce plan de masse est appliqué au système d'antenne à profil bas. Un grand nombre d'avantages sont représentés tels que le profil de l'antenne inférieure sensiblement (environ $\lambda / 6$), le rapport avant-arrière du rayonnement de l'antenne augmente de $2,1\text{ dBi}$ à 55 MHz (Figure 2.13).

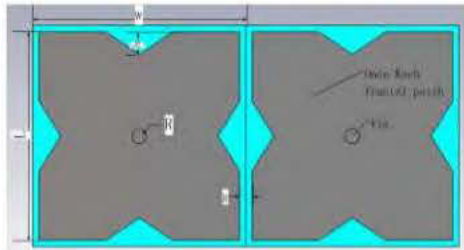


Figure 2.10 La vue en plan deux fois Koch fractale d'ordre 1 de la structure AMC [49]



Figure 2.11 La vue en plan deux fois Koch fractale d'ordre 2 de la structure AMC [49]

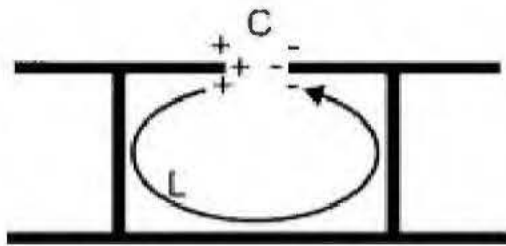


Figure 2.12 le modèle de circuit équivalent de la structure AMC [49]

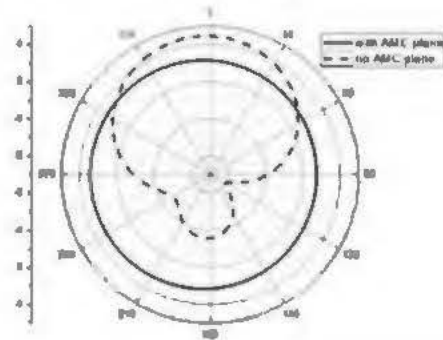


Figure 2.13 La directivité de l'antenne avec et sans AMC [49]

Dans ce document [50], il est proposé d'utiliser une antenne portable soutenue par un conducteur magnétique artificiel (AMC) dans la bande radio industrielle, scientifique et médicale (ISM) de 2,4 GHz. Il s'agit d'une antenne Yagi-Uda planaire monodirectionnelle séparée par la surface AMC supérieure en utilisant du styrofoam flexible de $0,044\lambda_0$ à 2,4 GHz (figure 2.14). Les surfaces AMC monocouche (AMC) et AMC (D-AMC) à double couche sont proposées pour réduire le rayonnement corporel absorbé et, par conséquent, minimiser le niveau de taux d'absorption spécifique (DAS) maximal pour la bande de fréquence de 2,4 GHz. L'antenne Yagi-Uda adossée au réflecteur D-AMC démontre la bande passante mesurée de 45 MHz (2,425-2,47 GHz) (figure 2.15) et le gain de 0,12 dBi dans le sens du lobe principal (figure 2.16) avec une efficacité améliorée du rayonnement du corps (poitrine) de 78,97% et un niveau de DAS maximal réduit de 0,714 W / kg (moyenne sur un tissu de 10 g) pour le volume d'antenne de latex globalement souple et compact à 2,4 GHz.

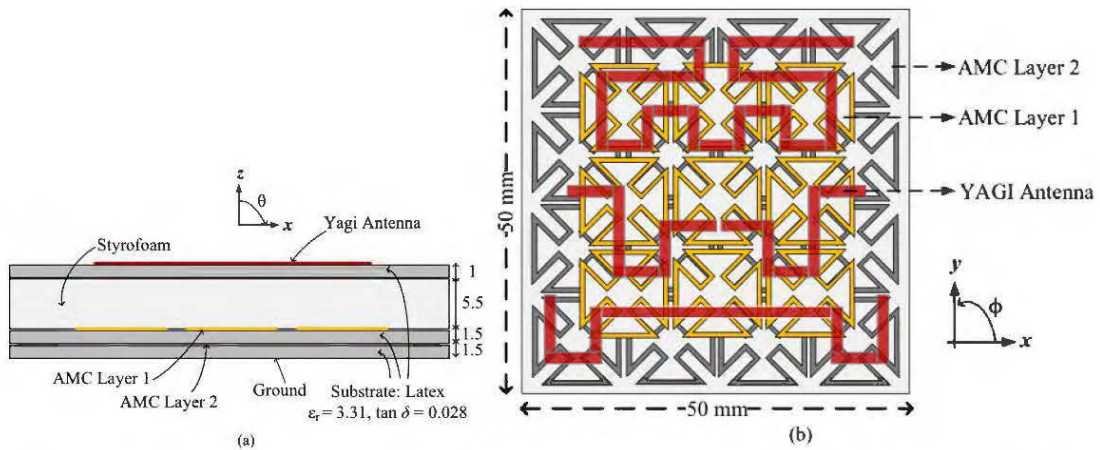


Figure 2.14 Structure de l'antenne Yagi sur une surface AMC à double couche: YAGID-AMC. (a) Vue de face (b) vue de dessus de l'antenne Yagi sur le réflecteur D-AMC (unité: millimètre) [50].

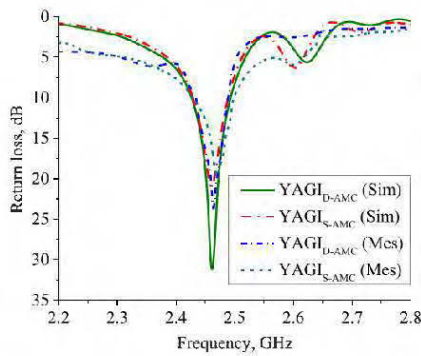


Figure 2.15 S11 mesurés et simulés des prototypes d'antennes YAGI S-AMC et YAGI D-AMC sur substrat [50]

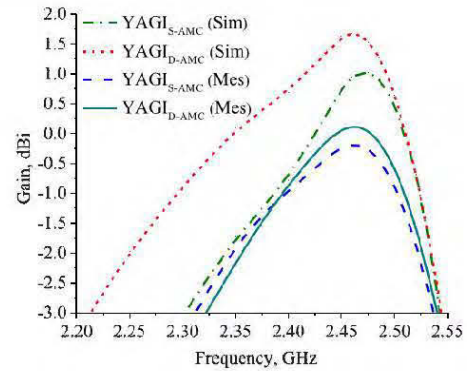


Figure 2.16 gain en extrémité simulés et mesurés des prototypes d'antennes YAGI S-AMC et YAGI D-AMC sur substrat de latex [50]

Un travail dans [51] a été effectué afin d'étudier l'effet des cellules complémentaires et non complémentaires sur les performances des structures EBG (figure 2.17, figure 2.18). À l'exception de la géométrie EBG carrée, une analyse par simulation et mesure montre que la forme complémentaire voit un décalage significatif de la bande interdite vers les basses fréquences et offre ainsi une bande interdite plus large par rapport à la forme non complémentaire.

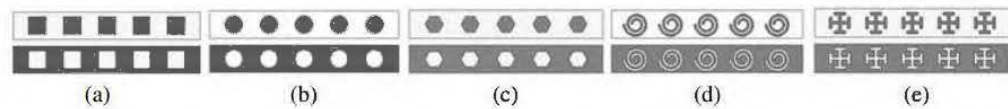


Figure 2.17 Profil arrière de la ligne de transmission à 2 ports avec les géométries complémentaire (en bas) et non complémentaire (en haut), (a) carré, (b) cercle, (c) hexagone, (d) spirale et (e) croix (la zone grise est PEC) [51]



Figure 2.18 Profil arrière de la ligne de transmission à 2 ports fabriquée avec les géométries (a) complémentaires et (b) non complémentaires [51]

2.3 Les surfaces sélectives en fréquence (FSS)

Les surfaces sélectives en fréquences sont aussi des méta-matériaux formées de cellules périodiques, qui une fois placées au-dessus de l'antenne monopole à une certaine distance deviennent directeur d'ondes électromagnétiques vers l'avant de l'antenne. Les chercheurs ont souvent utilisé cette structure pour augmenter le gain de l'antenne, réduire l'angle -3dB et augmenter la directivité totale de l'antenne tout en gardant une masse légère de l'antenne ainsi qu'un faible profile.

Dans cet article [52], la structure FSS est un simple diélectrique, démunie de cellules métalliques périodiques et émule le principe d'une lentille convergente focalisant la totalité des ondes EM dans une région déterminée par l'espace en avant de l'antenne. L'antenne proposée est composée d'un superstrat, d'une alimentation à ouverture couplée, d'un substrat intermédiaire et d'un résonateur diélectrique cylindrique (figure 2.19). Cette antenne est conçue pour couvrir la bande de fréquences ISM (57 GHz-65 GHz). Les résultats simulés montrent que l'antenne possède de bonnes performances notamment en termes de bande passante et de gain. Une bande passante de 18,4% à la fréquence centrée de 59,83 GHz et un gain de 11 dB sur toute la bande passante ISM ont été atteints (figure 2.20). Une amélioration de gain de 9 dB a été obtenue à la fréquence de 60 GHz par rapport au DRA sans FSS superstrate.

Dans notre cas, à la fréquence de 5.8 GHz, le DRA aura des dimensions non négligeables et une masse conséquente. Ce type d'antenne n'est donc pas souhaitable comme antenne corporelle.

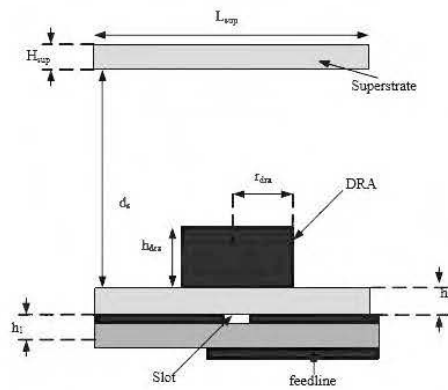


Figure 2.19 Géométrie de l'antenne proposée [52].

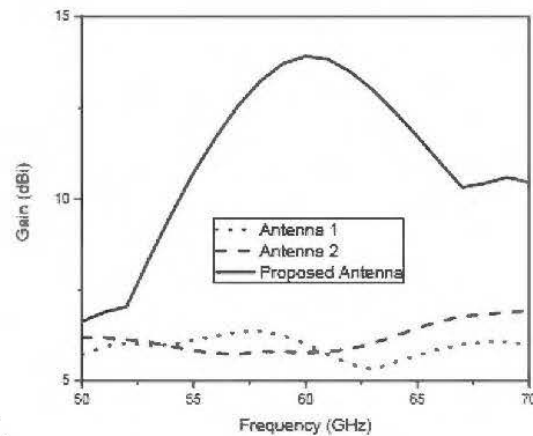


Figure 2.20 gain simulé des trois antennes [52]

Dans l'article [53], l'antenne a été analysé en utilisant le modèle du réseau transverse équivalent (TEN) et le modèle du tracé des rayons (figure 2.21). Un superstrat FSS est placé au-dessus du plan de masse, à la distance appropriée, ce qui peut augmenter le gain de l'antenne à cavité résonnante (CRA) de 21,9 à 22,9 dBi (figure 2.22).

Une observation intéressante qui mérite d'être soulignée est l'efficacité de l'antenne, aussi élevée qu'environ 65% sur une large gamme de tailles de superstrat FSS.

On remarque aussi expérimentalement que le gain maximal est **proportionnel** à la permittivité du superstrat [54], [55]. En effet, des simulations adéquates ont montré que les CRA avec des superstrates de type FSS à **haute permittivité** sont avantageux, pour obtenir des gains de crêtes plus élevés et une impédance d'entrée et des largeurs de gain plus larges.

Dans notre projet, on se basera sur cette caractéristique de superstrat de haute permittivité pour augmenter le gain de nos antennes corporelles.

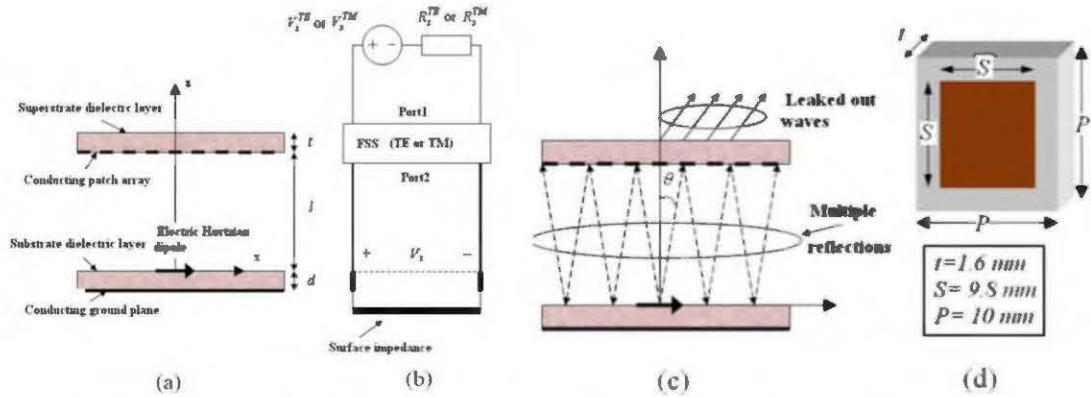


Figure 2.21 (a) Antenne à cavité résonnante (CRA) alimentée par un dipôle hertzien électrique horizontal. (b) Modèle TEN de l'ARC. Le superstrat FSS est modélisé par un réseau à deux ports fonctionnant selon deux modes différents (TE et TM). (c) Illustration de la phénoménologie due aux réflexions multiples et aux fuites d'ondes (Ray Tracing model). (d) Dimensions du FSS utilisé en tant que couche de superstrat dans la conception [54].

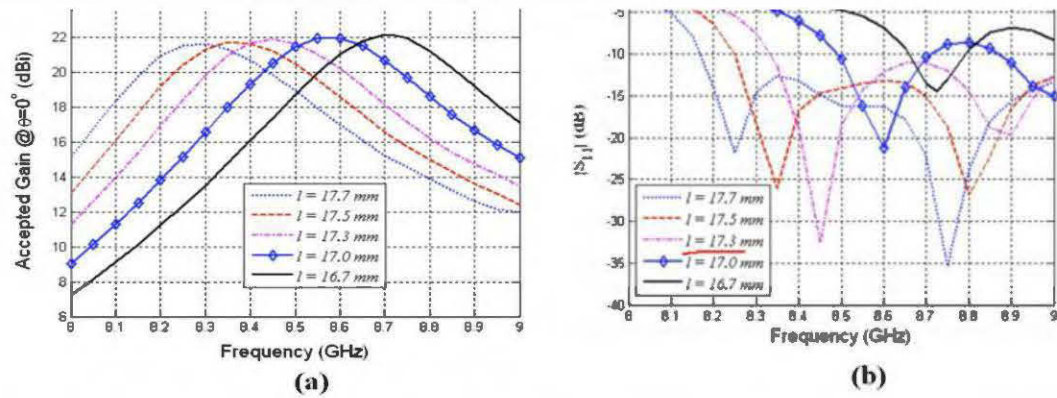


Figure 2.22 (a) Gain accepté à l'axe de visée et (b) de l'ARC par rapport à la fréquence pour différentes longueurs d'espace FSS-Dipôle [54].

Dans ce travail de recherche [56], une antenne microruban couplée à l'ouverture (ACMA) est utilisée comme source d'alimentation et une surface sélective en fréquence (FSS) avec cellules en boucle carrées est utilisée comme couche de superstrat. Les cellules en boucles carrées ont une taille plus compacte et une fréquence de résonance plus contrôlable à la fois l'adaptation (RL) et la directivité sont examinées. (Figure 2.23).

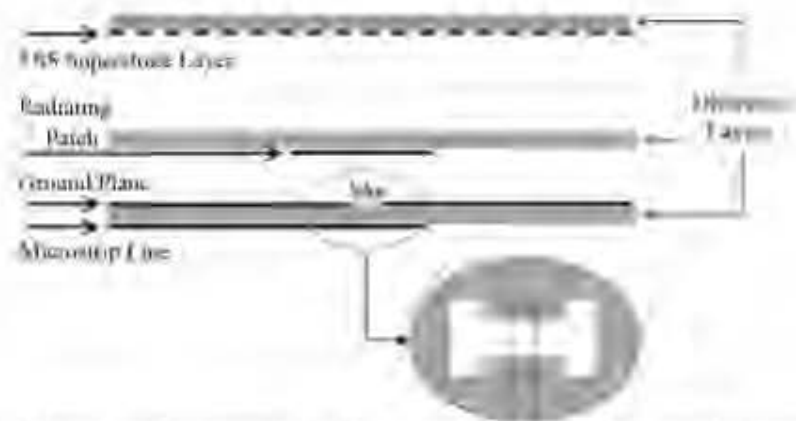


Figure 2.23 Géométrie de l'antenne EBG alimentée par un microruban couplé à l'ouverture [56]. L'antenne est évidemment bi bande et admet une bonne directivité suivant la hauteur du FSS par rapport au patch (figure 2.24).

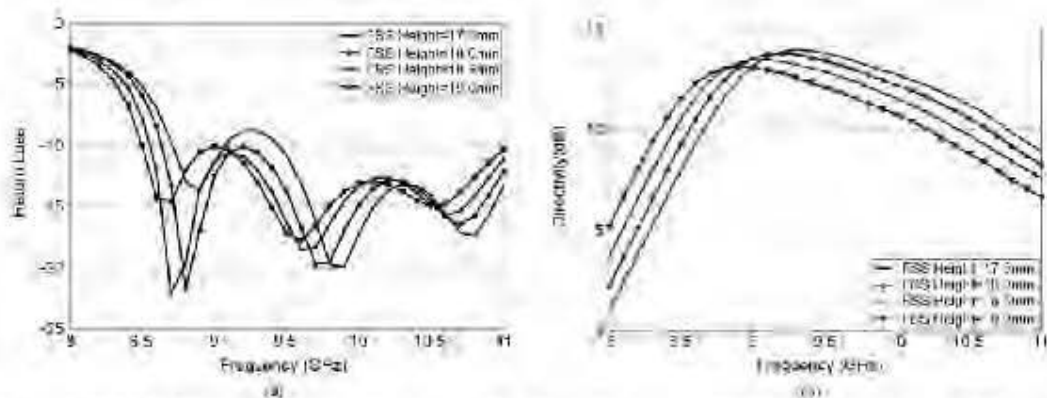


Figure 2.24 Effet de la hauteur du FSS (a) Perte de retour de l'antenne EBG (b) Directivité de l'antenne EBG [56].

L'originalité dans cet article [57] concerne une nouvelle antenne à cavité résonnante à polarisation circulaire (RCA) et à gain élevé utilisant une **surface sélective en fréquence à deux couches (FSS)** comme **superstrat**. Dans la conception proposée, deux types de FSS, à savoir une feuille inductive et une feuille capacitive (figure 2.25), sont utilisés, tous deux étant conçus pour être hautement réfléchissants afin d'obtenir un gain élevé. De plus, en concevant correctement les dimensions de ces deux feuilles et en les alignant, l'onde polarisée linéairement et rayonnée par l'antenne-source peut être transformée en un rayonnement polarisé circulairement. Un gain de crête large

bande de 13,12 dBi, une réponse de gain uniforme et une large bande passante de rapport axial de l'antenne sont atteints (figure 2.26).

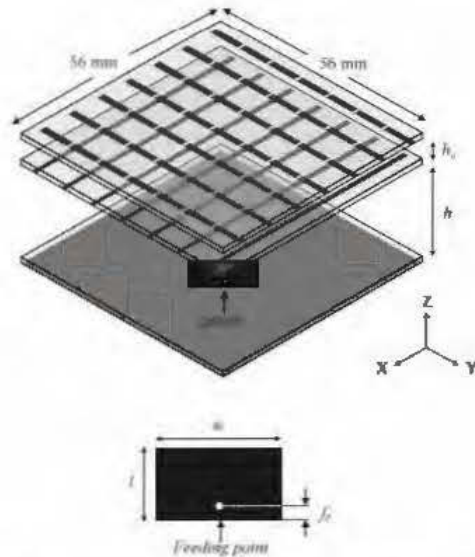


Figure 2.25 Géométrie d'une antenne patch source couverte par un superstrat FSS à deux couches [57].

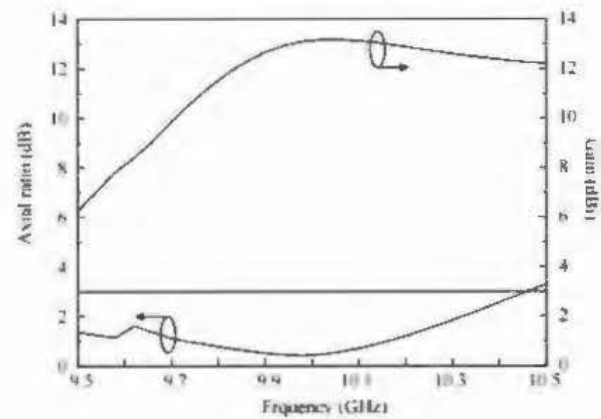


Figure 2.26 Réponse simulée du rapport axial et du gain de l'antenne proposée [57].

Cet article [58] propose une unité améliorée de surface sélective de fréquence (FSS) avec anneau en forme de Y (figure 2.27). Il agit comme une couche de superstrat chargée sur une antenne patch microruban (figure 2.28). Les résultats de simulation montrent que le gain est de 14,43 dBi. Avec l'aide de la théorie des rayons (Ray Tracing Model) [53] (figure 2.29), sa bande passante (Figure 2.30) et sa directivité sont améliorées, et le gain du lobe principal augmente à 7,3 dBi (Figure 2.31).

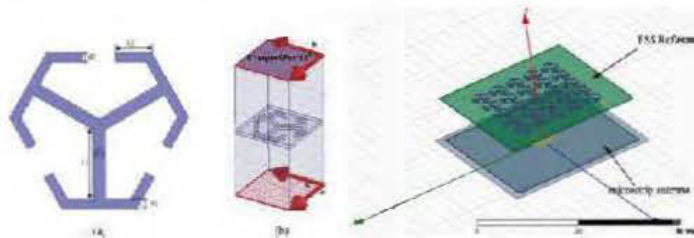


Figure 2.27 Unité FSS et graphique de simulation [58].

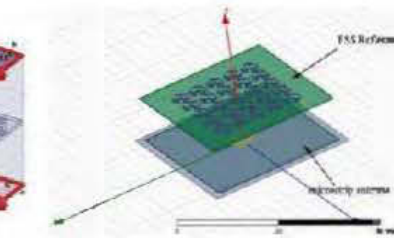


Figure 2.28 Antenne microruban à gain élevé avec réflecteur utilisant FSS [58]

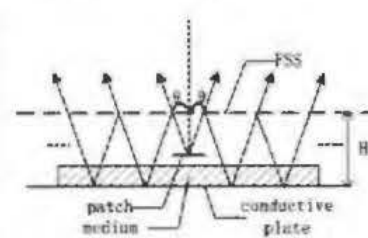


Figure 2.29 Répartition du rayon de réflexion [58]

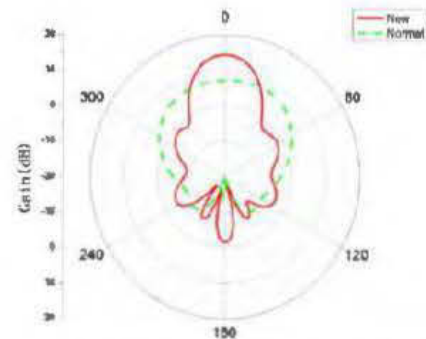
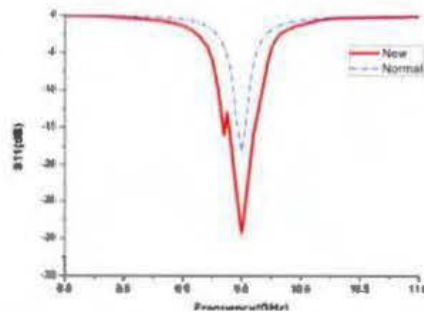


Figure 2.30 courbes S_{11} avant et après chargement FSS [58] Figure 2.31 Diagramme de rayonnement au plan E avant et après disposition de la structure FSS [58].

2.4 Etat de l'art des polariseurs et leurs intégrations aux antennes

La polarisation circulaire (CP) a toujours attiré l'attention des chercheurs dans différents domaines [59]. En effet, la CP a été largement utilisée dans la télédétection, les systèmes de communication par satellite et les communications optiques, pour résoudre certains problèmes clés tels que la sensibilité aux trajets multiples, les absorptions atmosphériques et les effets de réflexions [60].

Les polariseurs occupent des structures à une [61], deux, voir trois dimensions tel que les guides d'ondes [62], mais dans notre mémoire, on n'étudiera que les polariseurs planaires à deux dimensions vue leur faible profil, leur légèreté et leur facilité d'intégrations dans les antennes corporelles.

Parmi ces polariseurs, on cite le polariseur à lignes à méandres est illustré par la (figure 2.36 a) dont la première utilisation date de 1973 par L. Young [63]. Une onde inclinée de 45° par rapport aux lignes (axe x) peut être décomposée en deux composantes, l'une parallèle (E) (polarisation horizontale) // et l'autre perpendiculaire (E_\perp) (polarisation verticale). Les lignes à méandres ont un effet inductif sur la première et capacitif sur l'autre. C'est pourquoi il est pratique de les représenter avec des circuits équivalents (Figure 2.36 b). Ces derniers étant constitués d'une ligne de transmission avec une admittance, l'une faite par une self-inductance et l'autre par une capacité. En d'autres termes, la composante parallèle de l'onde électromagnétique est avancée alors que la composante perpendiculaire est retardée [64]. Le but est d'obtenir, à la sortie du polariseur, deux ondes équi-amplitudes et déphasées de 90° .

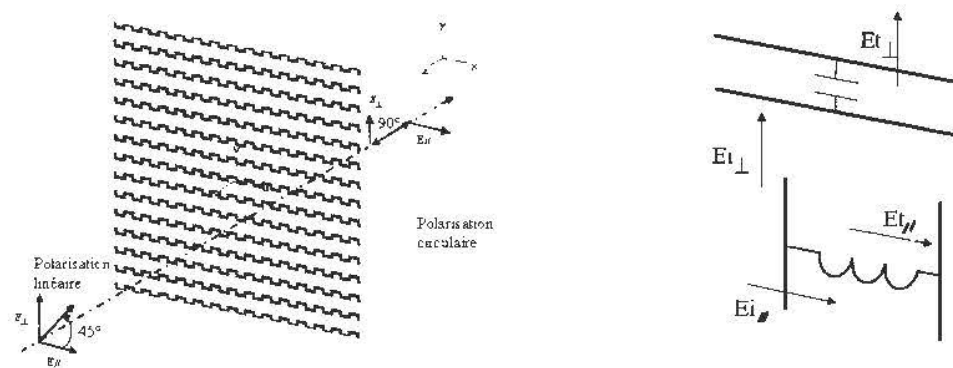


Figure 2.32 a) Principe du polariseur b) Circuit équivalents des lignes à méandres suivant la polarisation [64].

Dans cet article [65], un convertisseur de polarisation en bande Ka, basé sur une succession de lamelles et une antenne réseau à polarisation linéaire à 8 éléments avec une distribution effilée de Chebychev est conçue et intégrée au polariseur pour avoir une structure de polarisation circulaire à fort gain autour de 30 GHz. Des traces circulaires métalliques sont imprimées périodiquement sur chaque lamelle diélectrique (figure 2.33) afin d'améliorer l'adaptation d'impédance. Les résultats simulés du polariseur montrent qu'il peut transformer un champ polarisé linéairement (LP) en un champ polarisé circulairement (CP) avec 2 composantes égales et 90° de phase différence sur une bande de fréquence de 23 à 35 GHz (42%) avec une perte d'insertion inférieure à 0,5 dB. Les résultats expérimentaux de la structure proposée montrent un pur avec un gain de 13 dBi à 30 GHz, le rapport axial mesuré couvrant 41% de la bande totale ($AR \leq 3\text{dB}$) (figure 2.34).

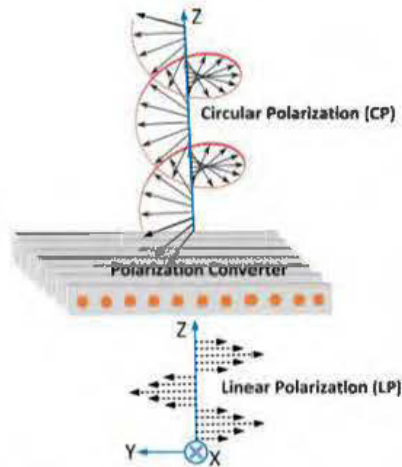


Figure 2.33 Modèle schématique d'un polariseur linéaire-circulaire [65].

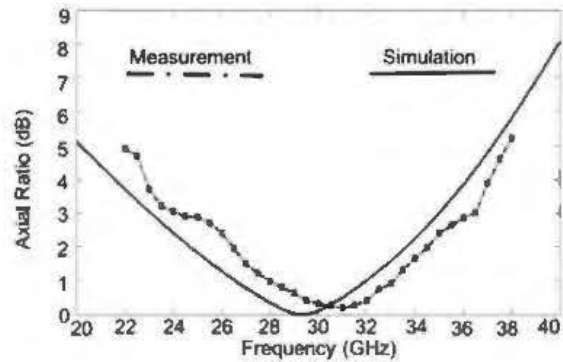


Figure 2.34 Le rapport axial mesuré et simulé du polariseur proposé avec l'antenne cornet et à large bande [65].

Cette structure de lamelles reste intéressante en conception et simulation mais assez difficile à réaliser au laboratoire car il faudrait respecter parfaitement la distance entre les lamelles sans quoi on perdrait la pureté de polarisation du polariseur.

Dans l'article [66], une antenne à résonateur de Fabry-Perot polarisée circulairement à faible profil (CP-FPR), alimentée par un microruban à polarisation linéaire polarisée à 45° par rapport aux axes. La cavité FP est constituée d'une surface partiellement réfléchissante formée d'une surface sélective en fréquence métallique à fentes croisées (FSS) et d'un conducteur magnétique non standard (AMC) agissant comme plan de masse réfléchissant (figure 2.35 et 2.36). Son profil est réduit à un quart de longueur d'onde. Le prototype a une bande passante de configuration de 6,4% pour $S_{11} \leq 10$ dB, gain-drop ≤ 3 dB et un rapport axial ≤ 3 dB (Figure 2.37).

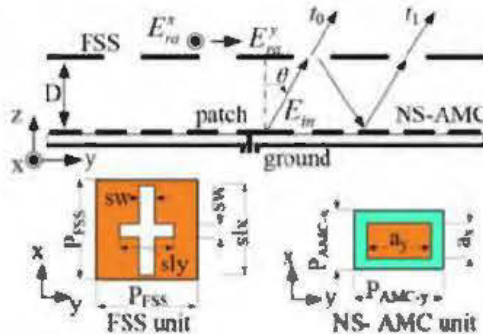


Figure 2.35 Configuration de l'antenne proposée du CP-FPR (vue latérale) [66]

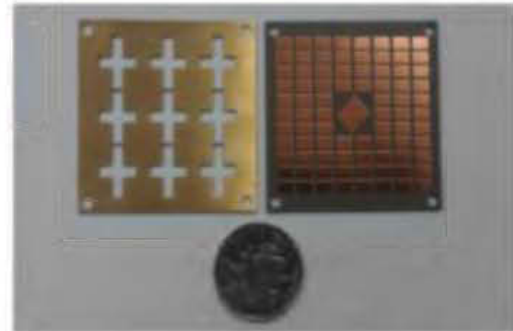


Figure 2.36 Photo de l'antenne proposée du CP-FPR [66]

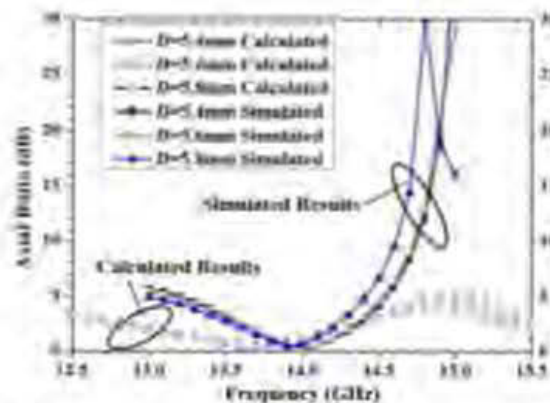


Figure 2.37 Résultats simulés du rapport axial de l'antenne proposée du CP-FRR [66]

Ce polariseur est intéressant mais en soit le fait de graver des fentes en sur une plaque métallique rend sa fabrication au laboratoire difficile. On se dirige alors vers les structures FSS de diélectriques imprimés comme le polariseur à lame quart d'onde [67] basé sur la surface sélective en fréquence est présenté pour les applications à 75 GHz. Le FSS consiste en un dipôle croisé imprimé sur un substrat à faible perte (figure 2.38) ayant différentes longueurs de bras dans les directions x et y. Ceci est fait pour obtenir un effet de plaque quart d'onde à la fréquence désirée. Théoriquement, environ 98% de polarisation circulaire est atteinte à la fréquence centrale (figure 2.39).

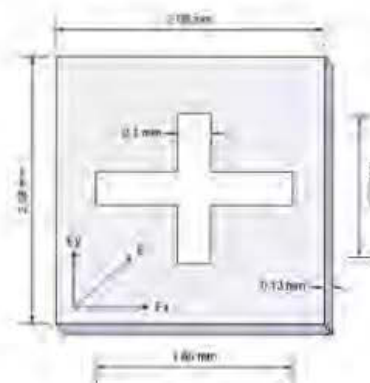


Figure 2.38 Les dimensions de la cellule de l'unité FSS avec l'orientation du champ électrique [67]

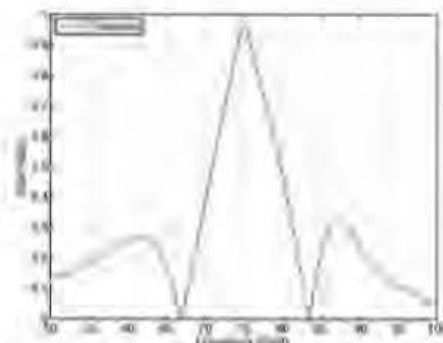


Figure 2.39 Rapport axial des composants E-transmises [67]

Dans cet article [68], un polariseur de type transmission est présenté pour convertir la polarisation linéaire en polarisation circulaire. Basé sur une surface sélective en fréquence FSS, ce polariseur est constitué de croix de Jérusalem imprimées sur un

substrat RT 5870 (figure 2.40). L'accord des bras inductifs et le couplage capacitif entre les cellules unitaires ont aidé à atteindre les performances axiales désirées pour l'onde transmise. Le polariseur fonctionne à 17,8 GHz et fournit la différence de phase de 90° requise entre les deux composantes orthogonales, dont l'amplitude est égale. La structure fournit une pureté de polarisation d'environ 99% à la résonance (figure 2.41).

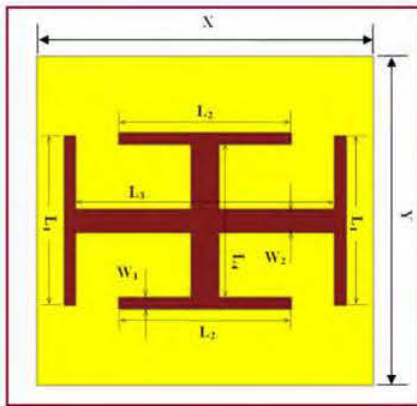


Figure 2.40 Cellule unitaire du polariseur FSS [68].

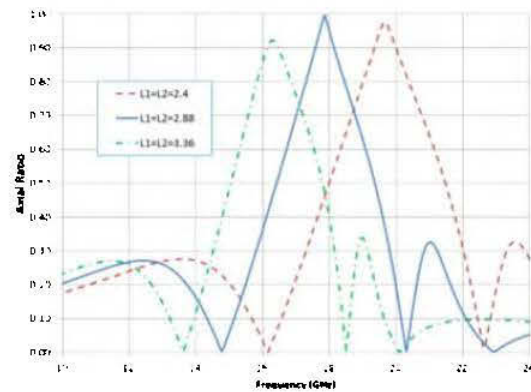


Figure 2.41 Le rapport axial de la croix de Jerusalem [68]

L'avantage de cette structure est son faible profil, par contre pour être performante, toute la structure du polariseur doit être en rotation de 45° par rapport à l'axe des x , soit l'axe de l'antenne à polarisation linéaire, ce qui pourrait entraîner des effets de pointes et des erreurs lors de la rotation du polariseur.

Un polariseur circulaire à double couche FSS à large bande basé sur une lame quart d'onde est proposé [69]. Il est composé de deux bandes métalliques ultraminces et minucieusement étudiées qui peuvent convertir l'onde polarisée linéaire en onde polarisée circulairement sous l'incidence normale d'onde polarisée x en double bandes de fréquence. Les deux bandes métalliques périodiques ultraminces sont imprimées sur les surfaces supérieure et inférieure de deux substrats diélectriques selon la direction x , y (figure 2.42) ce qui engendre une augmentation de la bande passante du rapport axial sur les bandes de fréquence. De plus, la bande passante du rapport axial accumulé du polariseur de simple à double couche est passée de 5,14% à 14,11% sur les bandes de fréquence pour la polarisation circulaire (figure 2.43).

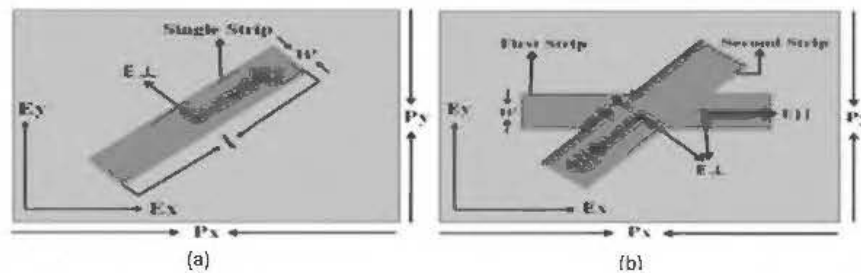


Figure 2.42 (a) Les dimensions de la bande monocouche avec orientation du champ électrique. (b) Les dimensions de la bande bicouche avec orientation du champ électrique [69]

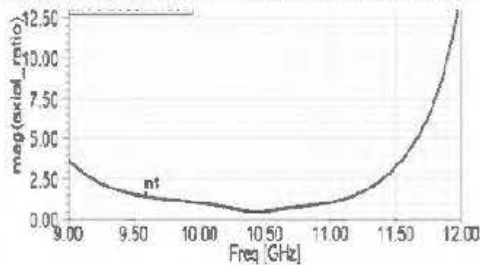


Figure 2.43 Rapport axial simulé en fonction de la fréquence du polariseur circulaire double couche [69]

Finalement cette structure du polariseur est très intéressante car, au contraire des autres structures de polariseurs où la totalité de la structure FSS devait être à 45° de rotation par rapport à l'axe des x , cette structure FSS ne subit aucune rotation, par contre c'est les cellules qui composent cette structure FSS qui sont à 45° de rotation, ce qui est très intéressant pour saisir toutes les ondes en provenance du monopole+AMC et éviter les effets de pointes et détérioration du diagramme de rayonnement, ce qu'on verra au Chapitre 3.

2.5 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, on a eu un éventail d'application dans la littérature sur les métamatériaux. La liste n'étant pas exhaustive, notamment les AMC (Conducteur Magnétique Artificiel) agissant comme un réflecteur d'ondes avec un coefficient de réflexion de $+1$ à proximité de l'antenne ($d \ll \lambda$), les FSS (Surface Selective en Fréquence) opérant comme directeur d'ondes (en focalisant le flux d'ondes dans une direction donnée) et finalement les polariseurs planaires (matériaux birefringents) qui décomposent une onde à polarisation linéaire en 2 composantes en quadrature de phase avec la même amplitude donnant une polarisation circulaire. Ces structures sont ensuite, intégrées respectivement dans les systèmes d'antennes dans différentes applications notamment les antennes corporelles à faible profil afin d'exposer leur performances, leur caractéristiques et leur avantages.

Dans le prochain chapitre, on entamera, à partir d'un simple monopole planaire à rayonnement isotrope omnidirectionnel, la conception d'antenne corporelle Off-Body usant des différents metamateriaux étudiés ci-dessus, à savoir les AMC, les FSS puis les polariseurs et ainsi achever avec un système léger à faible couts et faible profile avec les caracteristiques voulues soit : une bonne adaptation d'impedance, un excellent gain, un important rapport avant arriere, un faible SAR et une bonne polarisation circulaire.

Chapitre III : Conception des antennes corporelles

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, on parlera tout d'abord du projet dans lequel nous mettrons en applications les caractéristiques acquises sur les méta-matériaux afin de concevoir les ANTENNES CORPORELLES. En effet, notre contribution se portera sur les types de cellules donnant les meilleures caractéristiques en terme d'adaptation d'impédance, de bande passante, de gain, de diagramme de rayonnement, de rapport de gain avant arrière (FBR), de taux d'absorption spécifique (SAR) et de l'axial ratio pour la conversion de la polarisation linéaire vers la polarisation circulaire. Ensuite, on passera à la conception de ces antennes Off-Body au laboratoire LRTCS et on comparera les résultats de simulations avec les résultats de mesures dans les deux situations respectivement, l'air libre et à proximité du corps humain.

3.2 Description du projet

Le projet vise à améliorer la santé et la sécurité des mineurs et leur communication interne et externe dans leur milieu de travail souvent hostile et hasardeux, en clin à la présence de gaz toxiques tel que le monoxyde de carbone (CO), des gaz inflammables tel que le méthane (CH₄), les feux et l'insuffisance de la concentration d'Oxygène et ainsi prédire, voir éviter d'énormes accidents tel que l'accident de la mine de charbon à Greymouth, Nouvelle Zélande, le 19 Novembre 2010 (figure 3.1) ou l'accident de la mine Chilienne en Août 2010 (figure 3.2).



Figure 3.1 Accident de mine de charbon
Greymouth, Nouvelle-Zélande 19 novembre 2010



Figure 3.2 Accident minier chilien. Août 2010

L'objectif principal de ce projet est de développer un système complet de communication pour les mineurs dans les mines souterraines en Abitibi-Témiscamingue puis étendre le système de télécommunication dans d'autres mines et l'intégrer dans d'autres applications comme les pompiers, la santé et la sécurité... Ce système sera intégré dans la combinaison des mineurs. Une des problématiques majeures de ce projet est l'intégration des antennes à proximité du corps humain (les antennes pouvant émettre des rayonnements nocifs dans le corps). Une solution possible pour pallier à d'éventuels problèmes de dysfonctionnement des antennes (désadaptation) ou d'absorption trop importante d'ondes électromagnétiques par le corps humain est l'utilisation de structures Méta-matériaux de type Bande Interdite électromagnétique (BIE) ou de type Conducteur Magnétique Artificiel (CMA). Les propriétés de ces structures sont en effet multiples, réduction des dimensions de l'antenne et de son profil et annulation du couplage entre le corps humaine et l'antenne lorsque le méta-matériau est placé entre le corps et l'antenne. Ainsi que l'augmentation des performances en rayonnement (gain, efficacité et directivité) lorsque le métamateriau est placé en avant de l'antenne mais aussi la conversion de la polarisation linéaire vers la polarisation circulaire.

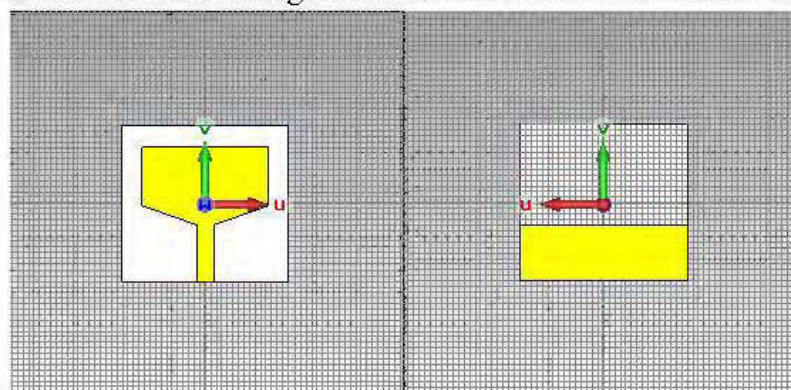
Pour la partie communication inter-personnes, le choix s'est porté sur la technologie WBAN (Wireless Body Area Network) IEEE 802.15.6 portant sur la bande passante centrée sur la fréquence 5.8 GHz (+/-) 75MHz,

3.3 Création de l'antenne corporelle du prototype I

On présentera dans ce chapitre les dites antennes corporelles Off-Body, commençant par la partie rayonnante qui est le monopole alimenté par la ligne micro ruban, puis on investiguera sur la meilleures structure du réflecteur basé sur les AMC. Ensuite, on ajoutera la meilleure structure du directeur FSS. Le tout se fera à l'aide du Logiciel de simulation CST Microwave Studio Suite (Annexe B).

3.3.1 Structure du monopole

Le monopole planaire (figure 3.3) a été inspiré de [10]. La conception et la simulation du prototype sont faites avec le logiciel de simulation CST Microwave Studio Suite :

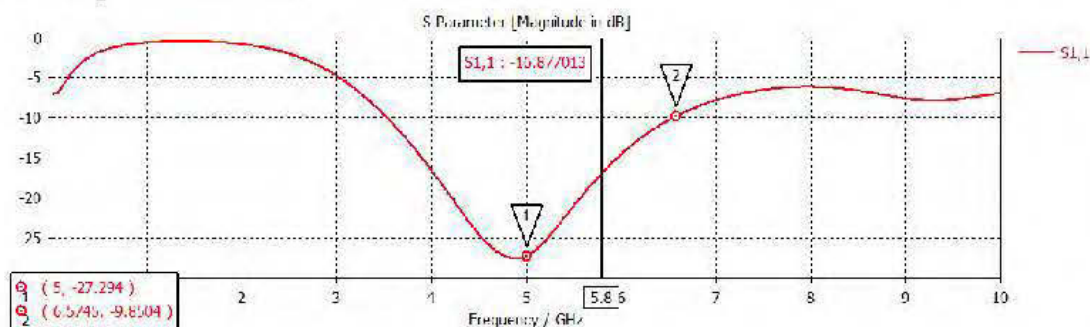
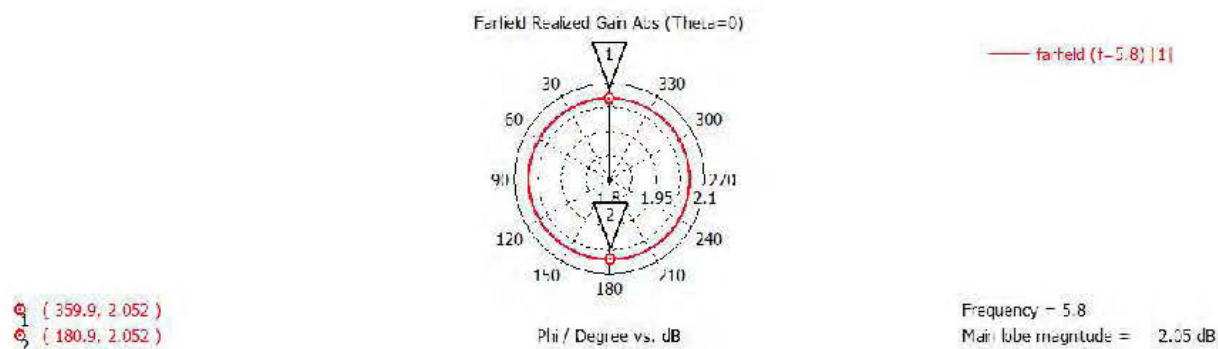


a) vue de face

b) vue de derrière

Figure 3.3 structure du monopole planaire a) vue de face, b) vue de derrière

L'antenne est un monopole planaire omnidirectionnel, sa fréquence de résonance est de 4.9 GHz (Figure 3.4), elle montre aussi une très bonne adaptation d'impédance à la fréquence 5.8 GHz,

Figure 3.4 Coefficient de réflexion S_{11} du monopoleFigure 3.5 diagramme de rayonnement en plan H du monopole, $\theta = 0$

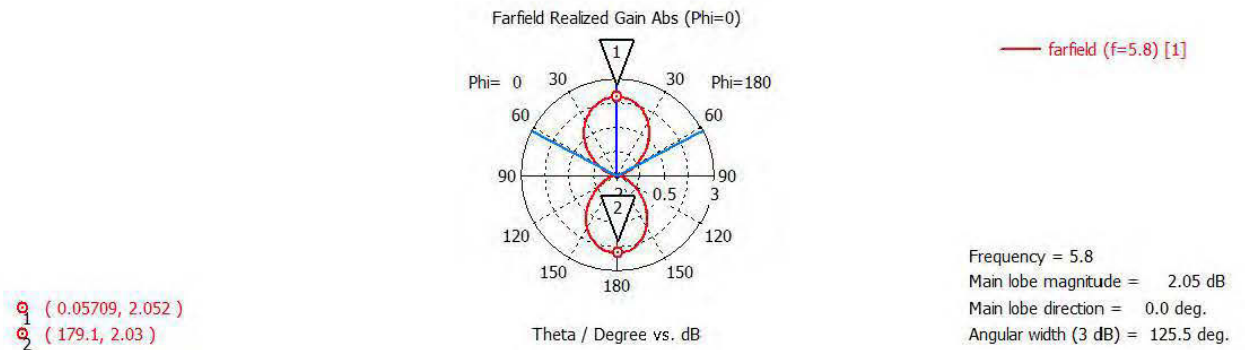


Figure 3.6 diagramme de rayonnement en plan E du monopole, Phi=0

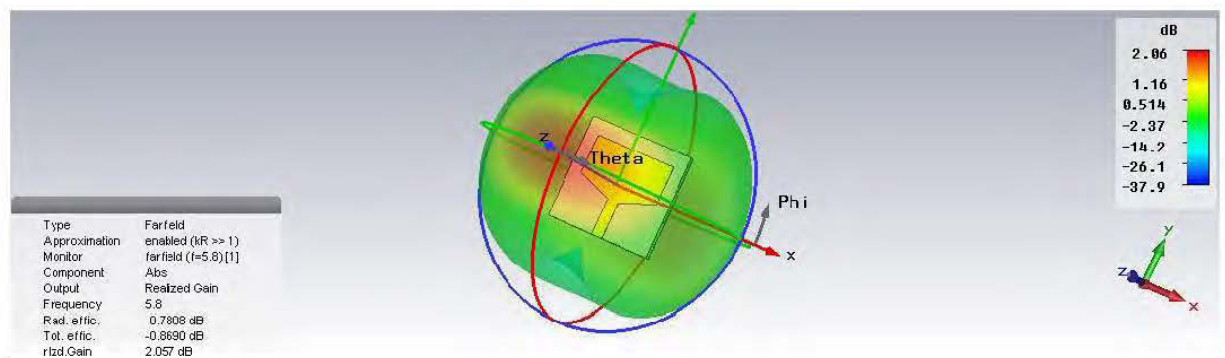


Figure 3.7 représentation en 3D du rayonnement omnidirectionnel du monopole

Le diagramme de rayonnement en plan H (figure 3.5) montre un gain omnidirectionnel de 2.05 dBi, le diagramme de rayonnement sur le plan E (figure 3.6) montre un rapport avant arrière FBR= 2.052-2.03=0.022 dBi. La représentation en 3D (figure 3.7) montre un lobe rayonnant derrière l'antenne qui est nocif pour le corps.

Ce monopole à lui seul ne peut être intégrable sur le corps à cause du rayonnement à l'arrière du monopole. Pour pallier à ce problème on intègre une structure entre le monopole et le corps humain, qui aura pour rôle de réduire considérablement le rayonnement arrière du monopole et ainsi obtenir une antenne directive à l'extérieur du corps humain avec un bon gain réalisé et surtout un rapport avant arrière (FBR) aussi grand que possible.

3.3.2 Structure AMC 3x3 patch carrés

Pour la réalisation de cette structure, on s'est inspiré des travaux de Langley [70]. Il s'agit d'une structure AMC avec un plan de masse en arrière et (3x3) patch carrés sur la face avant (Figure 3.8), au-dessus duquel se place le monopole planaire (Figure 3.9) rayonnant à 4.9 GHz précédemment conçu, la structure totale rayonne à 5.8 GHz.

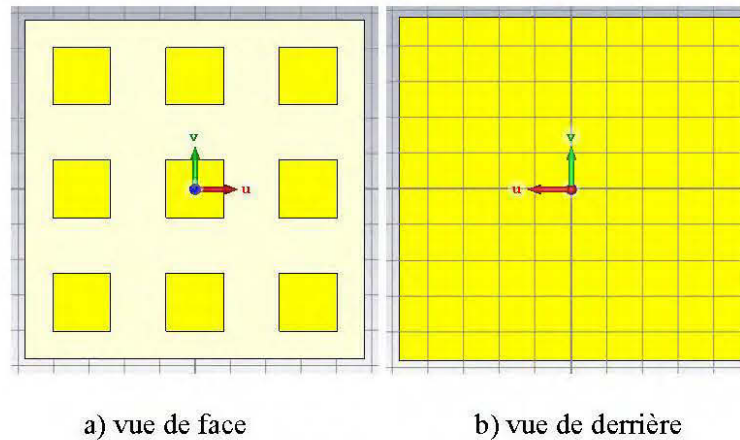


Figure 3.8 structure de l'AMC

Les dimensions de la structure AMC ainsi que les dimensions des patches carrés et leur nombre 3x3 et aussi l'espace $h = 1.8 \text{ mm} = (1/29) \lambda \ll \lambda$ entre le monopole et la structure AMC (figure 3.9) sont optimisées afin d'obtenir de bons résultats en terme d'adaptation d'impédance et de gain.

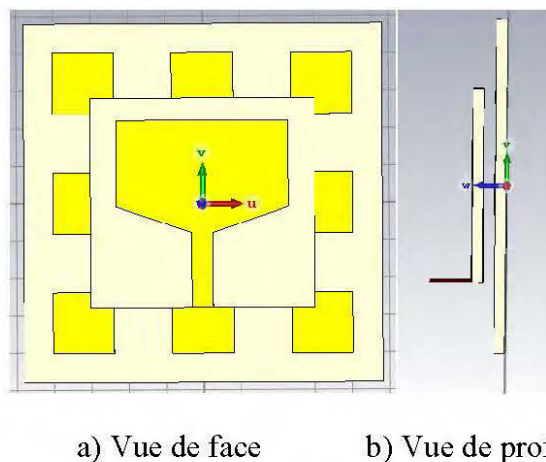


Figure 3.9 Structure de l'antenne Monopole montée sur le AMC

L'antenne est bien adaptée à la fréquence 5.8 GHz avec un coefficient de réflexion

$S_{11} = -12.16$ dB,

Une bande passante de BP=582.7 MHz (figure 3.10)

Un gain réalisé de $G_r = 8.94$ dBi (figure 3.11)

Un FBR = $8.94 - (-9.338) = 18.278$ dBi (figure 3.12)

Une directivité définie par l'angle 3dB de 62.6° (figure 3.12)

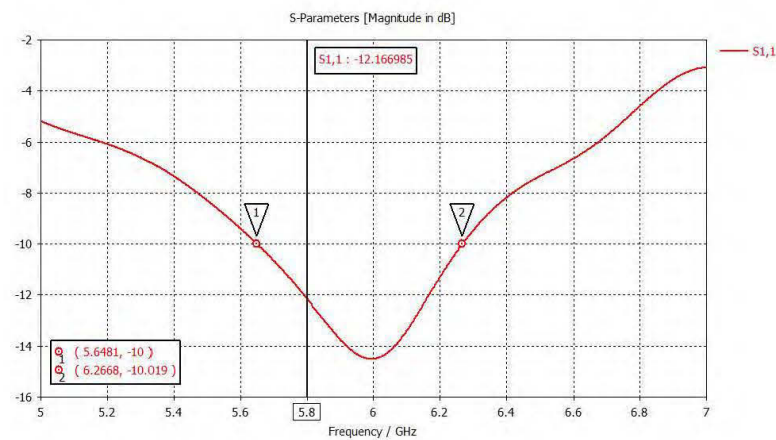


Figure 3.10 coefficient de réflexion S_{11} du monopole+AMC

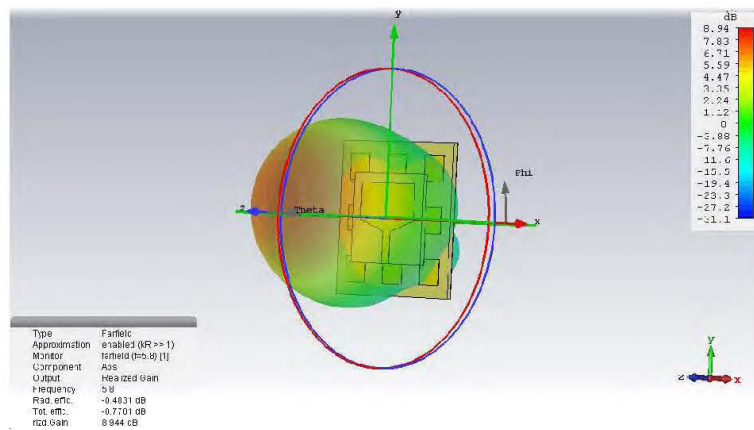


Figure 3.11 représentation en 3D du champ lointain de la structure monopole+ AMC

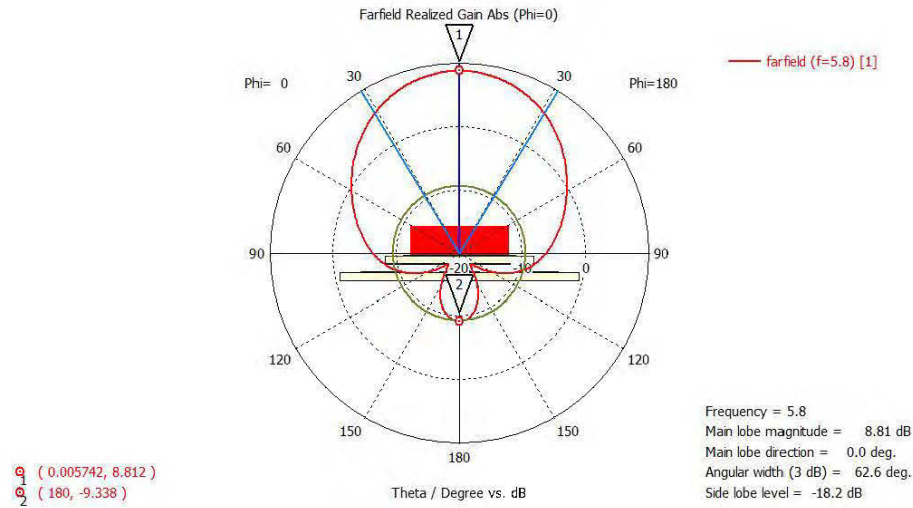


Figure 3.12 représentation polaire du plan H du gain réalisé, de l'angle 3 dB et du FBR de la structure monopole+ AMC

3.3.3 Structure de l'antenne corporelle AMC + Monopole + FSS

On rajoute ensuite, la structure FSS sans cellules, il s'agit du matériau TMM13I à haute permittivité de $\epsilon = 12.85 f/m$ comme indiqué dans [54] [55], à une hauteur de $h=1.12$, $\lambda/2 = 0.56 \lambda$ du monopole (figure 3.13) (Vue que l'onde se déplace dans l'air entre le monopole et la structure FSS, la permittivité de l'air $\epsilon_r = 1 f/m$)

L'antenne rayonne exactement à la fréquence voulu de 5.8 GHz et la bande passante est plus importante BP= 979.7 MHz (figure 3.14).

Le gain s'est amélioré de 1.46 dB par rapport à la structure sans FSS, Gr= 10.4 dBi (figure 3.15).

Le rapport avant arrière a diminué mais il reste acceptable pour l'intégrer au corps humain, FBR= 8.73 dBi et la directivité est passée de 62.6° à 44.4° , donc la struture finale est plus directive (figure 3.16).

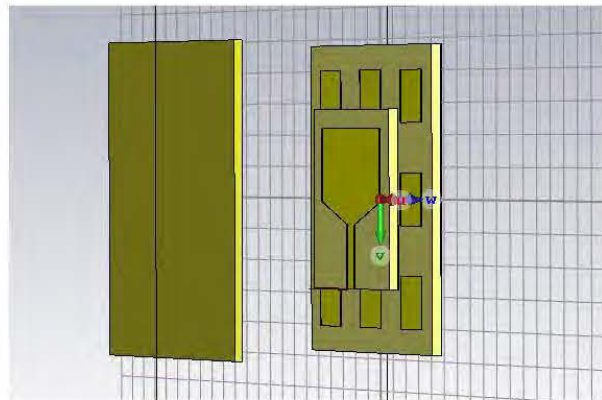


Figure 3.13 Structure totale de l'antenne AMC+monopole+FSS

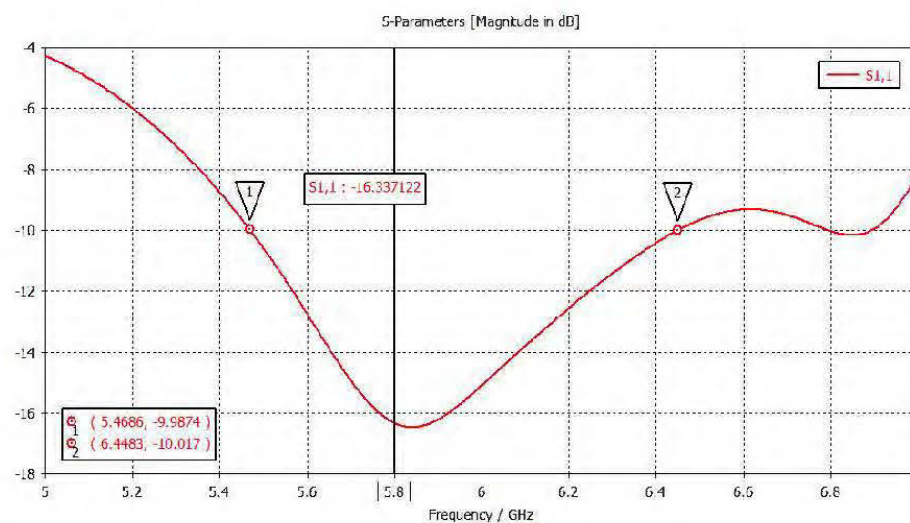


Figure 3.14 coefficient de reflexion de la structure totale AMC+monopole+FSS

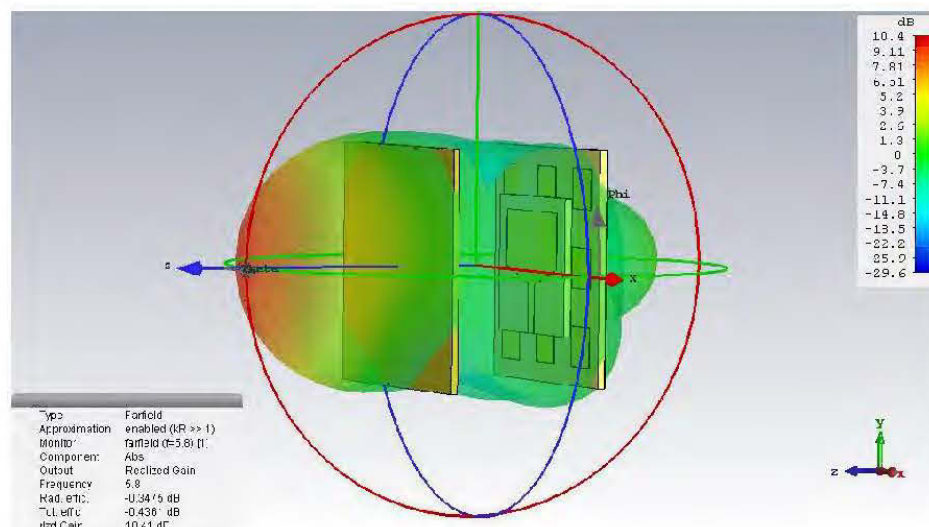


Figure 3.15 Représentation en 3D du champ lointain de la structure monopole + AMC+ FSS

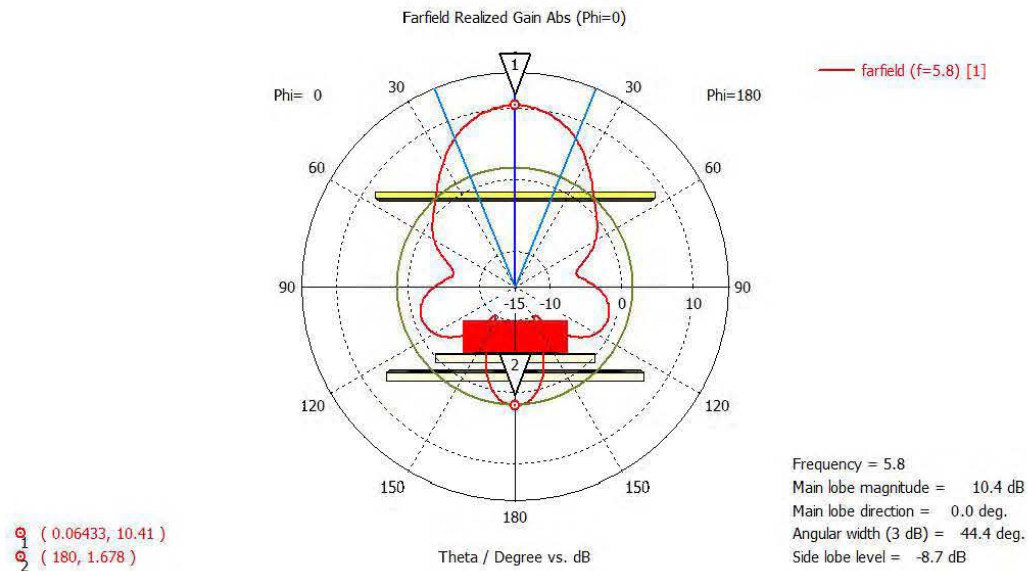


Figure 3.16 représentation polaire plan H du gain réalisé, de l'angle 3 dB et du FBR de la structure monopole+ AMC+FSS

3.3.4 Interprétation des résultats obtenus

La structure AMC a bien rendu le rayonnement du monopole directif et a augmenté par conséquent le rapport avant arrière FBR, et une sommation totale constructive même à faible profile (Structure AMC en proximité du monopole). Par la même occasion, le superstrat FSS a servi d'augmenter d'avantage le gain et la directivité en ayant le rôle du concentrateur optique des rayons électromagnétiques.

3.4 Création de l'antenne corporelle du prototype II

La 1^{ère} structure étudiée, constituée du monopole sur une structure d'AMC 3x3 patch carrés et ajustée de la structure FSS sans cellules. Cette combinaison donne de bons résultats en terme d'adaptation d'impédance, de bande passante, de gain, de rapport avant arrière et de directivité. Cette dernière est donc une bonne candidate pour les communications corporelles. Dans la section suivante, on présentera une seconde structure avec différentes cellules FSS afin de déterminer la meilleure cellule qui offre les meilleures performances, on se basera aussi sur un tout nouveau type de cellules AMC : les 4 bras spirales [71].

3.4.1 La structure AMC 3x3 à 4 bras spirales

Le schéma de la cellule est donné ci-dessous (figure 3.17). La fréquence de résonnance dépend de la longueur du brin de la spirale. La longueur totale L_t d'un brin de la spirale peut s'écrire [72] :

$$L_t = Cell_1 - g - W + \sum_{i=1}^{n-1} Cell_1 - 2ig - 2iW \quad (3.1)$$

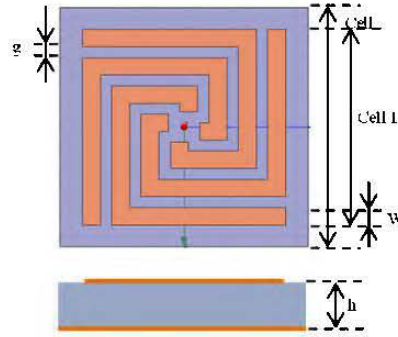


Figure 3.17 schéma de la cellule AMC à 4 bras [72]

Où : Cell1 : est la taille du 1^{er} brin

g : le gap inter brin

W : la largeur du brin

On commence par trouver la longueur du brin responsable à la réflexion des ondes de l'antenne monopole à 5.8GHz. De ce fait, en utilisant la relation ci-dessous, on calcule la permittivité relative effective du milieu (air+ substrat) :

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1.2} \quad (3.2)$$

Tel que : $\epsilon_r = 4.3$ (f/m), $h = 1.6$ mm, $W =$ (largeur du brin) = 1.5 mm

$$\epsilon_{reff} = 2.65 \text{ (F/m)}$$

$$f_r = \frac{v}{\gamma} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{reff}} * \lambda} \quad (3.3)$$

Après calcul on trouve :

$$\lambda = 0.031 \text{ m} = 31 \text{ mm}$$

Cell1=14 mm, g=1 mm, w=1.5 mm, après calcul, on trouve avec la formule (3.1) $L_t = 23.5 \text{ mm}$

On remarque que : $L_t \approx \lambda$, la liaison des 4 brins de la cellule et le gap entre les cellules fait en sorte que la structure AMC opère bien à la fréquence de 5.8 GHz.

On va tout d'abord étudier l'effet de la structure spirale 2x2 cellules sur les caractéristiques de l'antenne (figure 3.18):

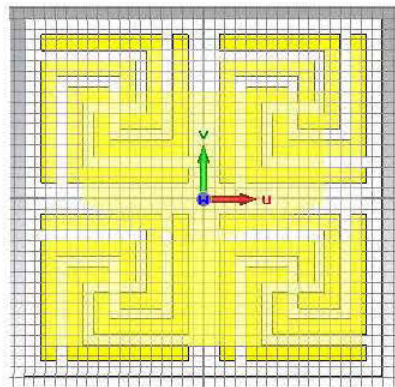


Figure 3.18 schéma de la structure AMC 2x2 spirales

Après variation et optimisation des paramètres d'épaisseur de la structure AMC, des dimensions des brins de la spirale et de la distance avec le monopole, on trouve entre autre avec le diagramme de coefficient de réflexion S11 (figure 3.19):

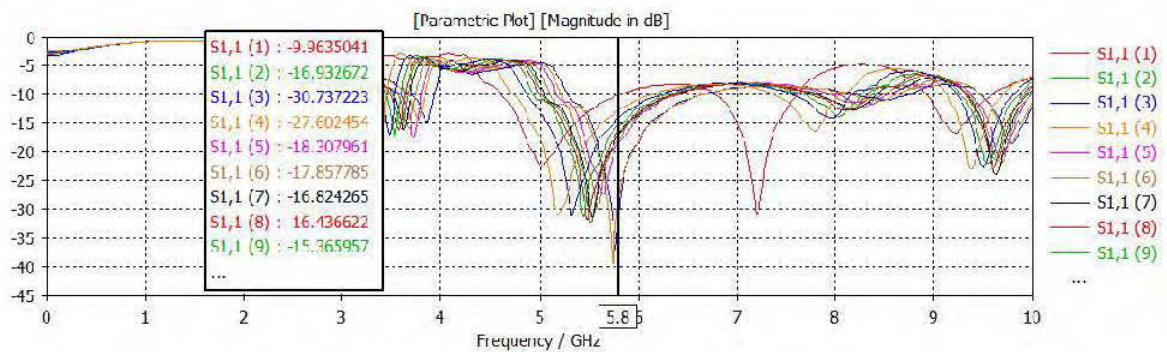


Figure 3.19 Coefficient de reflexion de la structure totale

Avec la structure 2x2, les meilleurs résultats ont été simulés avec 5 mm de distance entre AMC et monopole, l'épaisseur de l'AMC est de 0.8 mm la longueur totale de la structure AMC est 34 mm, la valeur des caractéristiques sont :

$G_r=4.84$ dBi, $FBR= 5.49$ dBi, $S_{11}=-23.61$ dB.

La faible valeur du gain et du FBR revient essentiellement à la longueur de la structure AMC qui n'est pas assez étendue pour réfléchir tous les rayons émis en arrière par le monopole planaire.

On passe, cette fois-ci à la simulation avec la structure 3x3 (figure 3.20):

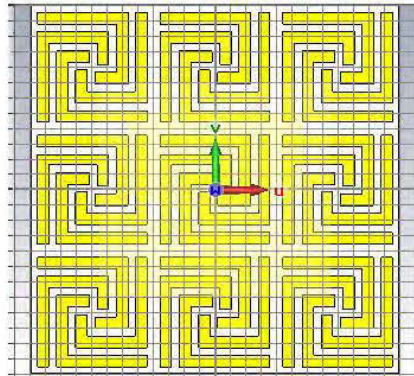


Figure 3.20 schéma de la structure AMC 3x3 spirales

De même, on procédera à l'étude paramétrique afin d'optimiser les performances avancées :

On remarque que plus l'épaisseur de la structure AMC avec le plan de masse augmente, le lobe supérieur se retourne vers 180° (le rayonnement est inversé) (figure 3.21) ceci revient aux ondes de surfaces emprisonnées à l'intérieur de l'épaisseur de la structure AMC et son plan de masse.

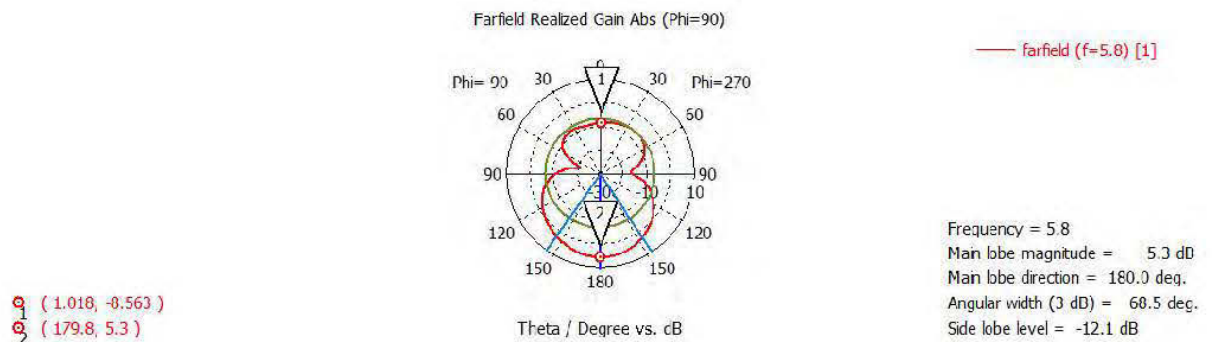



Figure 3.21 représentation du champ lointain et du gain réalisé de l'antenne

On supprime le plan de masse de la structure AMC, après une multitude de simulations et un choix judicieux des paramètres, tel que la taille de la cellule AMC, la taille du brin, l'épaisseur de structure AMC, la distance séparant le monopole de la structure AMC et la position du monopole par rapport à la base de l'AMC, les résultats sont donnés dans le tableau ci-dessous (tableau 3.1):



Position (mm)	S11(dB)	Gain (dBi)	FBR(dBi)
0	-16.13	8.41	10.38
2	-13.71	8.56	10.462
4	-13.13	8.72	10.013
6	-13.17	8.81	9.6587
8	-14.97	8.93	9.36
10	-15.17	8.91	9.4614
12	-18.15	9.01	9.51
14	-15.64	8.93	9.69
16	-16.88	8.98	10.082
18	-14.52	8.88	11.260
20	-14.16	8.72	11.58

Tableau 3.1 Valeurs de S11 de gain et de FBR vis-à-vis de la position du monopole par rapport à la base de la structure AMC

Les paramètres respectifs sont :

H : épaisseur de l'AMC = 3.2 mm

Sx = Sy : longueur de la cellule AMC = 16 mm

Cell1 : longueur du 1^{er} bras de brin = 15 mm

G : gap entres brins = 0.5 mm

W : épaisseur du brin = 1 mm

Distance (AMC monopole) = 7 mm

m_t : épaisseur de cuivre = 0.1 mm

On trouve un gain de 9.01dB, une très bonne adaptation d'impédance et un FBR acceptable,

Conclusion :

La structure AMC sans plan de masse donne alors de plus bon résultats que la structure avec plan de masse,

Pour vérifier la véracité de cette conclusion, on remet le plan de masse à la structure AMC et on remarque d'après le (tableau 3.2) que plus on diminue l'épaisseur de l'AMC plus le gain diminue au minimum de 0.36 dBi malgré une nette augmentation du FBR au minimum de 2.2 dBi:

Epaisseur AMC (mm)	S11 (dB)	Gain (dBi)	FBR(dBi)
3.2	-16.72	8.65	11.71
1.6	-16.53	8.64	13.048
0.8	-16.50	8.58	13.43

Tableau 3.2 Valeurs de S11 de gain et de FBR par rapport à l'épaisseur de la structure AMC avec plan de masse

On continue le projet avec la structure AMC avec l'épaisseur 3.2mm et sans plan de masse (figure 3.22), car elle offre une bonne adaptation d'impédance (figure 3.23), un très bon Gain de 9.01dBi et un angle d'ouverture 3 dB de 47.6° et un FBR acceptable 9.51 dBi (figure 3.24),

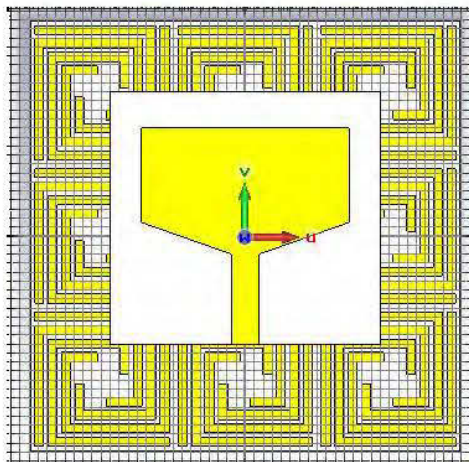


Figure 3.22 schéma de la structure AMC + Monopole

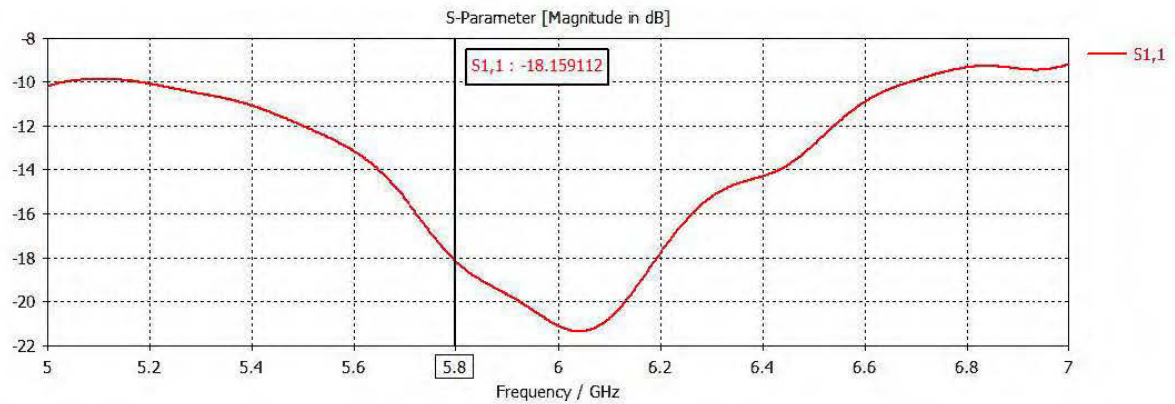


Figure 3.23 Représentation du coefficient de réflexion S11 de la structure AMC+monopole

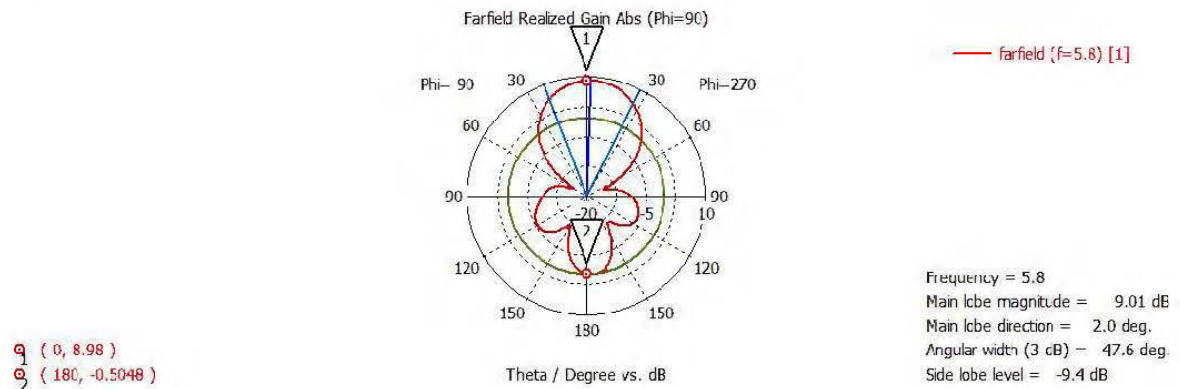


Figure 3.24 représentation du gain réalisé et du FBR de la structure AMC + monopole

3.4.2 Ajout de la structure FSS sans cellules

D'après les travaux rapportés sur les structures FSS, le diélectrique utilisé offrant un gain relativement supérieur est celui ayant une permittivité supérieure, on travaille par conséquent avec la structure TMM13I avec une permittivité de 12.84 (F/m)

Après optimisation des paramètres, on se retrouve avec la structure FSS à une distance de 20 mm au-dessus du monopole (figure 3.25), un gain de 9.66 dBi et un FBR acceptable de 9.0033 dBi, la directivité aussi s'est améliorée (sans FSS, Dir=47.6°, avec FSS, Dir=41°) (figure 3.26).

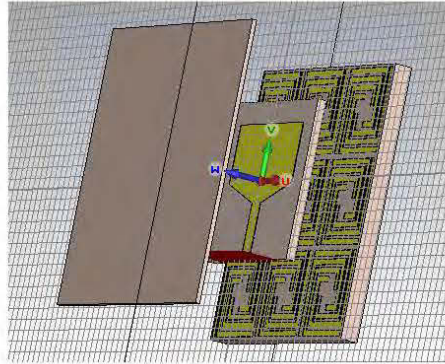


Figure 3.25 Schéma de la structure totale AMC+monopole+FSS sans cellules

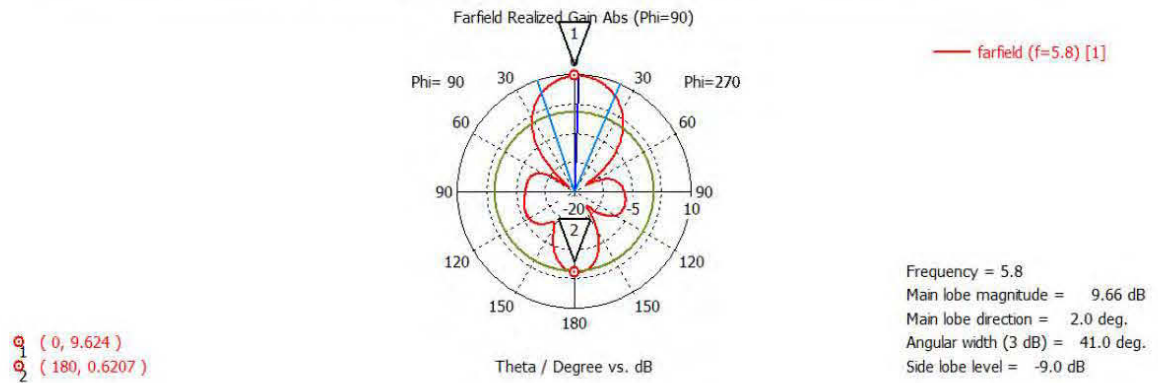


Figure 3.26 Représentation du gain réalisé et du FBR de la structure AMC + monopole+ FSS

Il reste encore à peaufiner la position de la structure FSS pour un gain maximal et rajouter les cellules 3x3 patches carrés pour maximiser aussi bien le gain que la directivité et le FBR.

Après optimisation de la position des cellules 3x3 patches carrés sur la partie inférieure de la structure FSS (figure 3.27), on se retrouve avec un gain de 10.1 dBi,

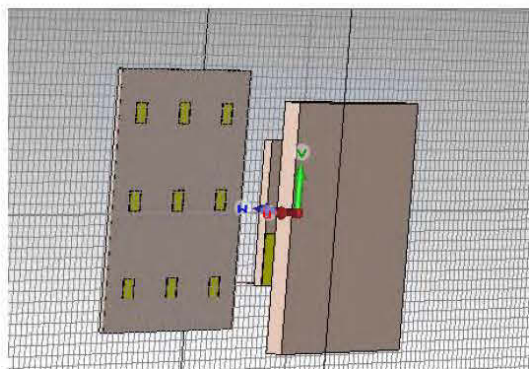


Figure 3.27 Schéma de l'antenne AMC+monopole+ FSS 3x3 patch carré

d : distance monopole planaire et la structure FSS : 26 mm

$L_{fss} = W_{fss}$: longueur et largeur d'une cellule FSS : 17 mm

$L_{cell} = W_{cell}$: longueur et largeur de la cellule patch : 4 mm

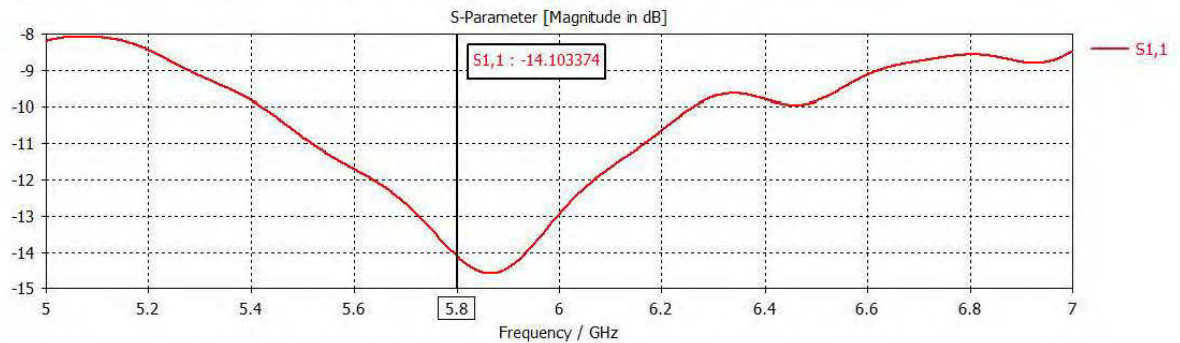


Figure 3.28 Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne avec FSS 3x3 patch carré (4 mm)

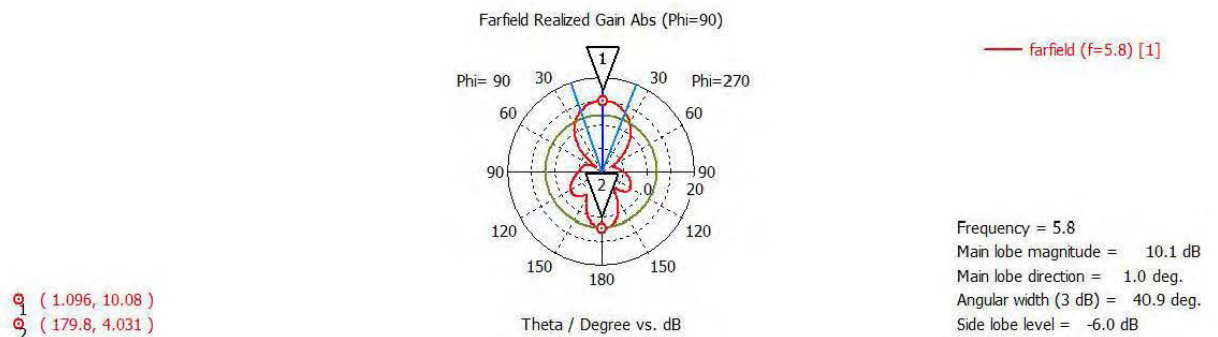


Figure 3.29 Gain de l'antenne avec FSS 3x3 patch carré (4 mm)

Le gain est de $G_r = 10.1$ dBi,

L'angle 3dB est de 40.9° , l'antenne est donc plus directive que sans la structure FSS.

On remarque aussi que lorsque la taille de la cellule augmente plus de 4 mm, le gain se détériore et diminue. Par contre lorsqu'on diminue la taille de la cellule en dessous de 4 mm, aucun changement n'est remarqué en terme de caractéristiques aussi bien l'adaptation d'impédance que le gain de 10.1dB ou le FBR.

Pour valider l'effet des cellules 3x3 patch carrés sur la structure du FSS, on détermine les caractéristiques de l'antenne avec les mêmes dimensions de la structure FSS mais sans cellules 3x3 patches carrés.

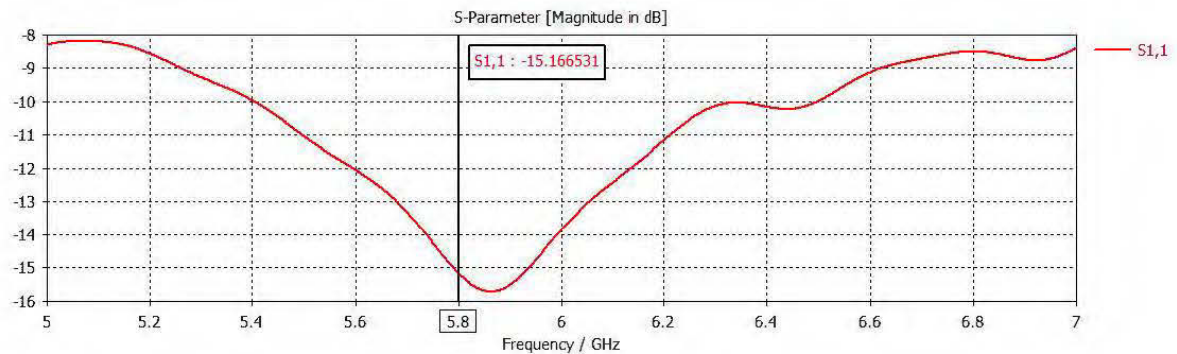


Figure 3.30 Coefficient de réflexion S11 antenne avec FSS sans cellules

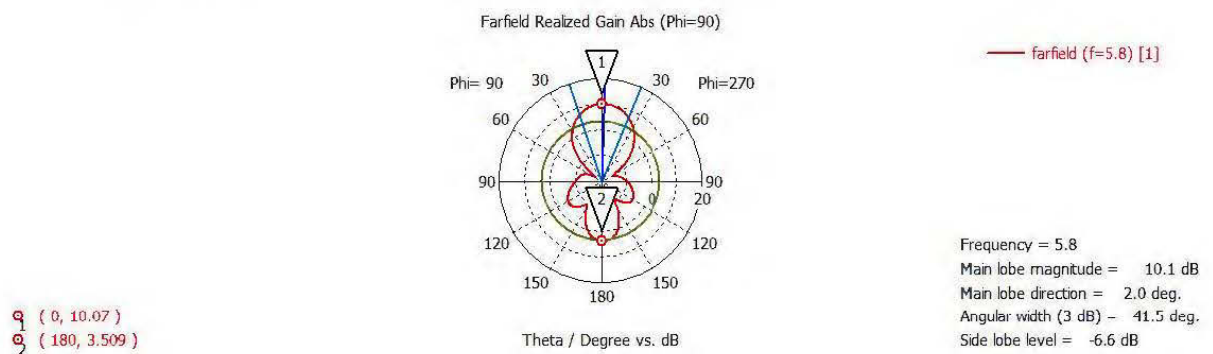


Figure 3.31 Gain de l'antenne avec FSS sans cellules

On conclue que les cellules patchs carrés n'ont aucun effet sur les performances de l'antenne en dessous de 4mm mais au-delà de 4mm, la structure FSS joue le rôle d'une cavité résonnante emprisonnant les ondes d'où la diminution en gain.

On modifie certains paramètres de l'antenne précédente, comme l'épaisseur du monopole planaire, on passe de 1.6 mm à 0.8mm, puis on compare les caractéristiques de l'antenne avec structure FSS sans et avec cellules,

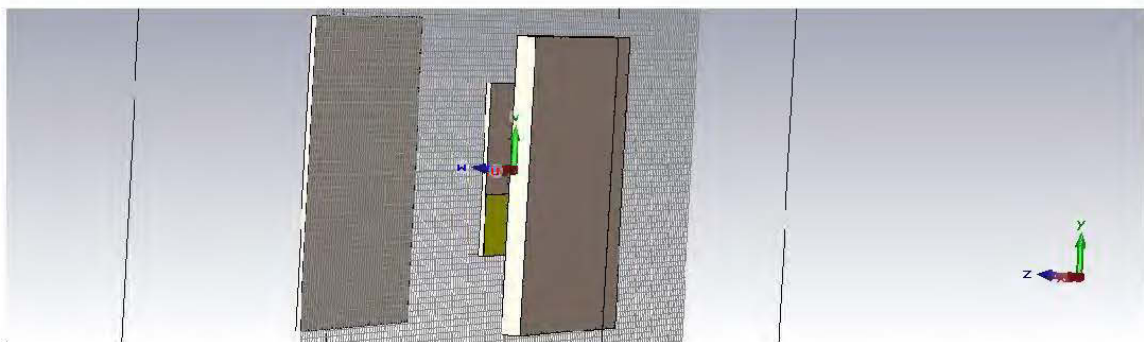


Figure 3.32 L'antenne avec épaisseur du monopole de 0.8mm et FSS sans cellules

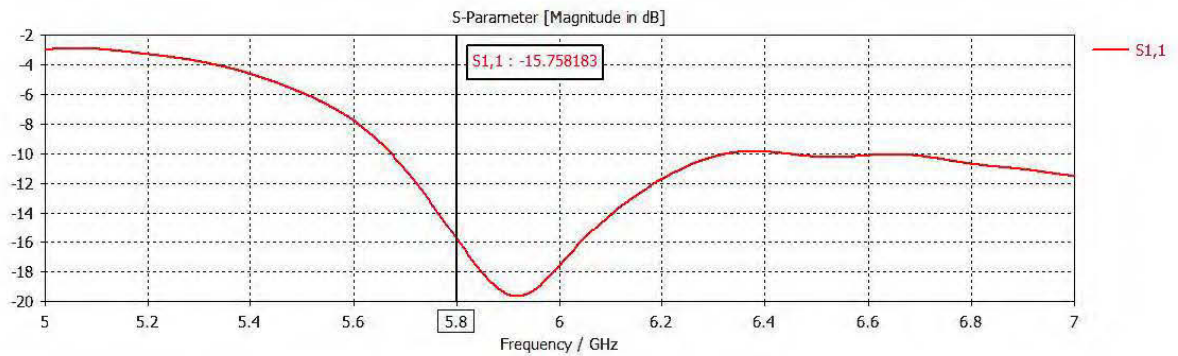


Figure 3.33 S11 de L'antenne avec épaisseur du monopole de 0.8mm et FSS sans cellules

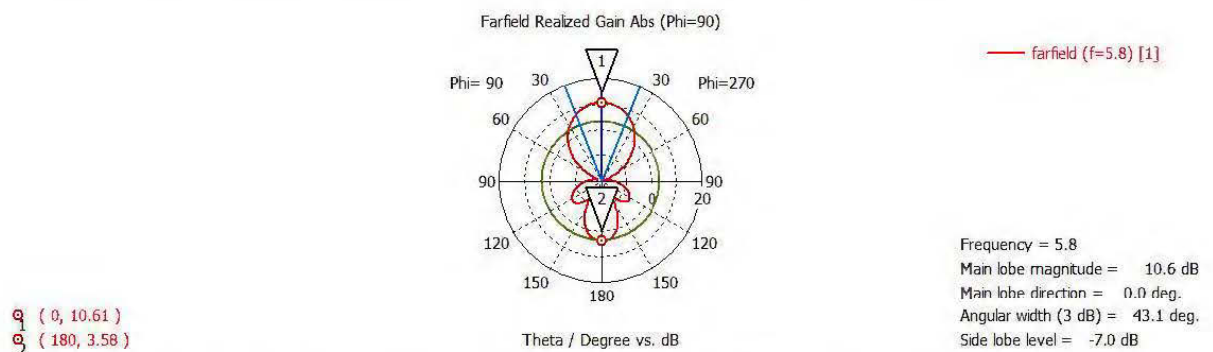


Figure 3.34 Gain de L'antenne avec épaisseur du monopole de 0.8mm et FSS sans cellules

Le Gain augmente à 10.6 dBi et un angle d'ouverture 3 dB de 43.1° , le FBR est aussi de : $10.6 - 3.58 = 7.02$ dBi.

On compare cette structure avec la structure de l'antenne à FSS avec cellules, après optimisation de la taille des cellules (6 mm), on trouve une excellente adaptation d'impédance centrée à la fréquence 5.8GHz.

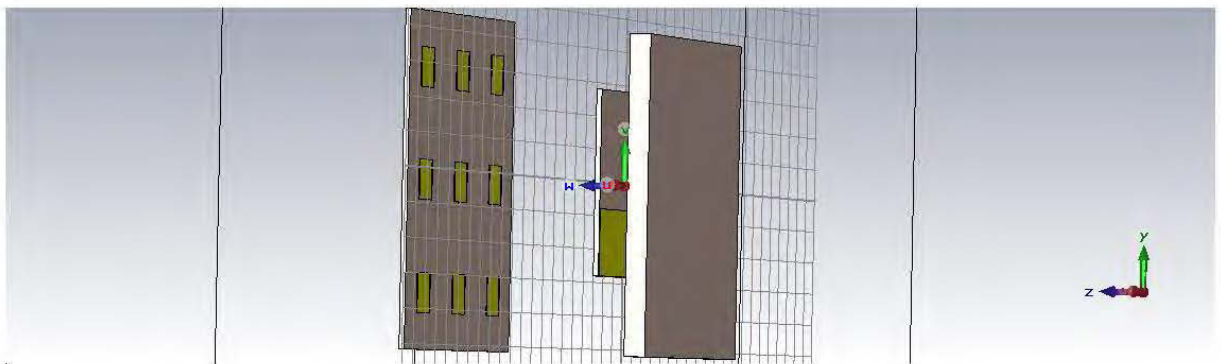


Figure 3.35 L'antenne avec épaisseur du monopole de 0.8mm et FSS avec cellules

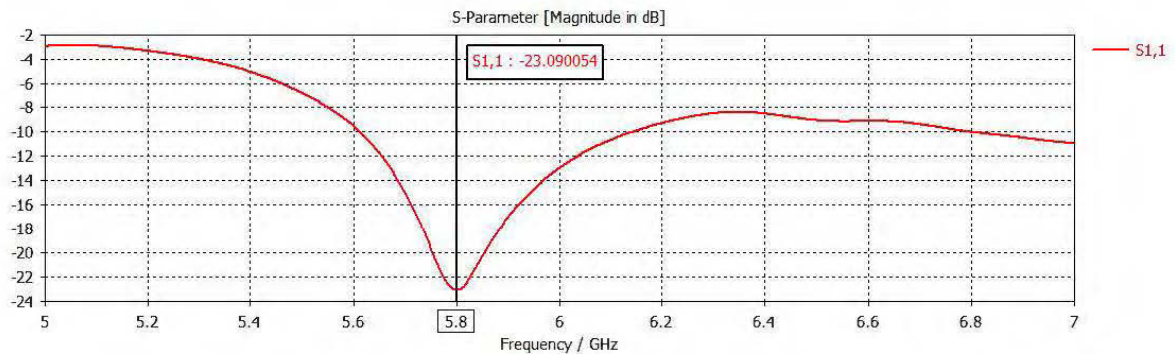


Figure 3.36 Coefficient de réflexion S11 de l'antenne avec épaisseur du monopole de 0.8mm et FSS avec cellules

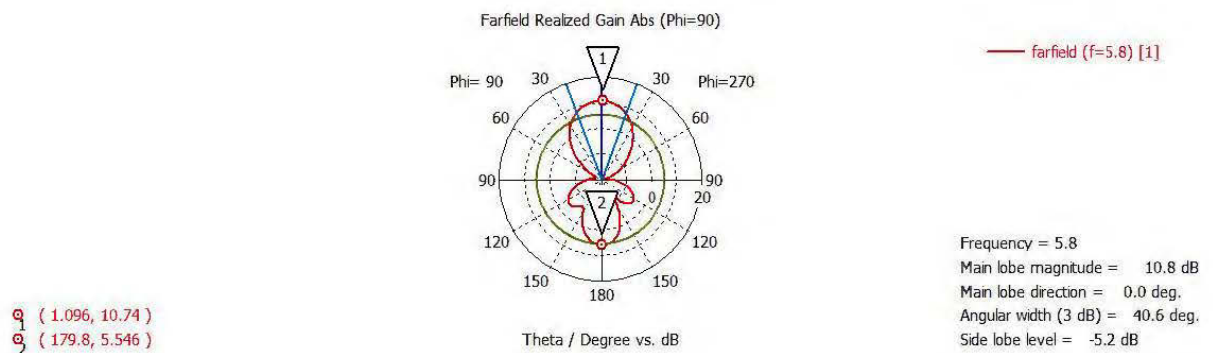


Figure 3.37 Gain de l'antenne avec l'épaisseur du monopole de 0.8mm et FSS avec cellules

On remarque aussi une augmentation de 0.2 dBi en terme de gain réalisé en présence des cellules par rapport à leur absence, $10.8 - 10.6 = 0.2$ dBi. On a aussi un faisceau plus directif avec un angle 3 dB de 40.6° (diminution de 2.5° par rapport à la structure sans cellules)

3.4.3 Interprétation des résultats obtenus

On conclue bien que les cellules 3x3 patches carrés rajoutés à la partie inférieure de la structure FSS ont joué le rôle d'un concentrateur optique des ondes électromagnétiques dirigées en amont de la structure hybride en les focalisant tel une loupe convergente, vers une direction donnée, d'où l'augmentation du gain et de la directivité.

3.4.4 Recherche de meilleures cellules FSS

La structure FSS 3x3 patch carrés n'a donné qu'une contribution de 0.2 dB (gain de 10.8 dBi) par rapport à la même structure FSS sans cellules avec même dimensions (10.6 dBi).

L'augmentation du gain de 0.2 dBi n'est pas d'une grande contribution, on va chercher alors d'autres cellules dans la littérature qui donnent de plus belles performances en termes de gain, directivité et FBR.

3.4.4.1 La structure complémentaire

La complémentarité de la structure a été abordée dans [51] selon lequel le cuivre occupe l'espace autre que celui dédié aux patches qui deviennent des fentes (figure 3.38).

Après optimisation des paramètres de la structure, le gain est inférieur à celui qu'on avait obtenu lors de la structure précédente, 9.92 dBi.

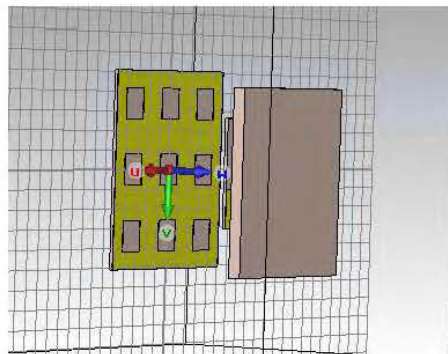


Figure 3.38 FSS à La structure complémentaire

3.4.4.2 La structure FSS à cellules en croix

On remplace les cellules carrées par les cellules en croix, après optimisation, on se retrouve avec le même gain de 10.8 dB (figure 3.39).

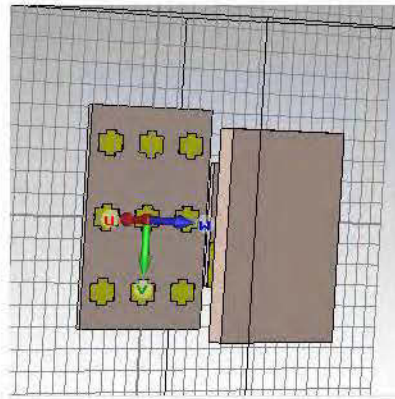


Figure 3.39 La structure FSS à cellules en croix

3.4.4.3 La structure FSS à cellules bandes horizontales

Etant donné que le champ électrique de la structure est transversale sur le plan horizontal, les bandes horizontales est un très bon choix pour augmenter le gain, encore une fois avec optimisation de la structure, le gain obtenu ne dépasse pas le 10.8 dBi.

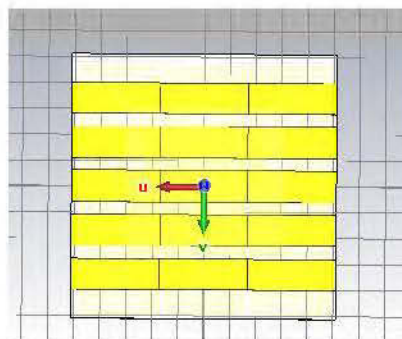


Figure 3.40 La structure FSS à cellules bandes horizontales

La structure à bandes verticales détériore radicalement le gain le faisant chuter à 3.46 dBi (effet dû à la polarisation croisée, les bandes verticales empêchent la propagation des ondes Électromagnétiques).

3.4.4.4 Structure FSS à anneaux

Même opération que précédemment, après optimisation, on ne peut dépasser le gain de 10.8 dBi (figure 3.41).

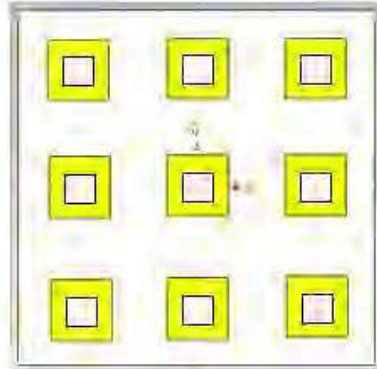


Figure 3.41 La structure FSS à cellules anneaux

3.4.4.5 La double structure FSS

Après optimisation des épaisseurs des structures FSS, leur distance au-dessus du monopole ainsi que la distance entre les structures FSS, on n'obtient toujours pas un gain supérieur à 10.8 dBi (figure 3.42).



Figure 3.42 La double structure FSS

3.4.4.6 La structure FSS 4x4 patch carrés

Grace à cette structure, avec optimisation des paramètres, on se retrouve avec un haut gain de 11.8 dBi et la structure a été miniaturisé (36mm) de 30% par rapport à la structure précédente (51mm) à la même distance de 26 mm. Ainsi, l'antenne avec la structure FSS de même dimensions sans cellules 4x4 patch carrés n'offre qu'un gain de 10.1 dBi.

La miniaturisation de la structure FSS revient au fait que l'effet capacitif augmente lorsque la distance e entre les patches (de même dimensions $6 \times 6 \text{ mm}^2$) diminue suivant la loi suivante [73] :

$$C \approx \frac{\epsilon S}{e} \quad (3.4)$$

Tel que : $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ et S : la surface latérale du patch carré.

Etant donné que le nombre de patch augmente, la valeur de l'inductance augmente aussi. Suivant la loi (2.1), la fréquence de travail du FSS diminue d'où la miniaturisation et la sélectivité sévère en fréquence du supertrajet FSS qui émule un filtre passe bande.

Afin de vérifier l'effet des cellules 4×4 patches carrés, on étudie l'antenne avec la même dimension de la structure FSS miniaturisée mais sans cellules (figure 3.43).

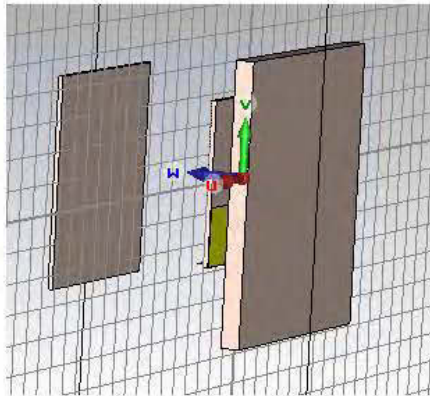


Figure 3.43 Dimension de la structure FSS miniaturisée sans cellules

Après simulation de l'antenne avec FSS 30% de réduction sans cellules, on trouve que la structure opère à la fréquence de 6.04 GHz (figure 3.44) et le gain est de seulement 10.1 dBi (figure 3.45).

On en déduit que le nombre et la dimension des cellules 4×4 patches sont bien responsable du shift vers les basses fréquences.

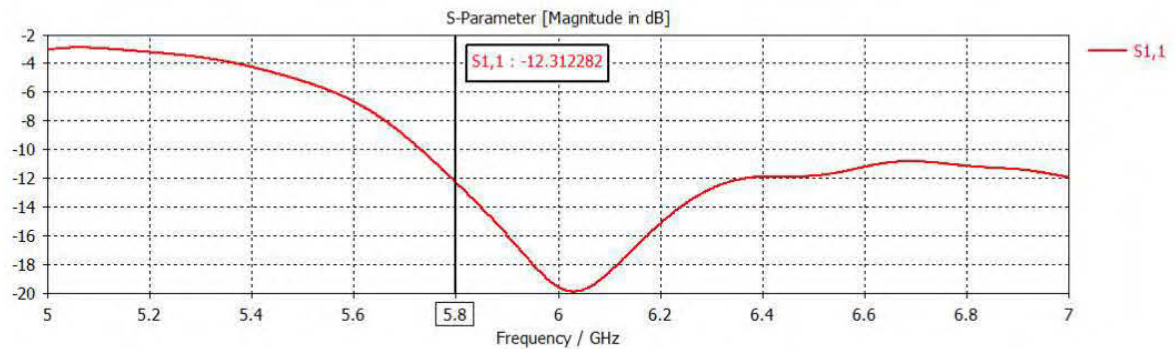


Figure 3.44 Coefficient de réflexion S_{11} Antenne avec FSS 30% de réduction sans cellules

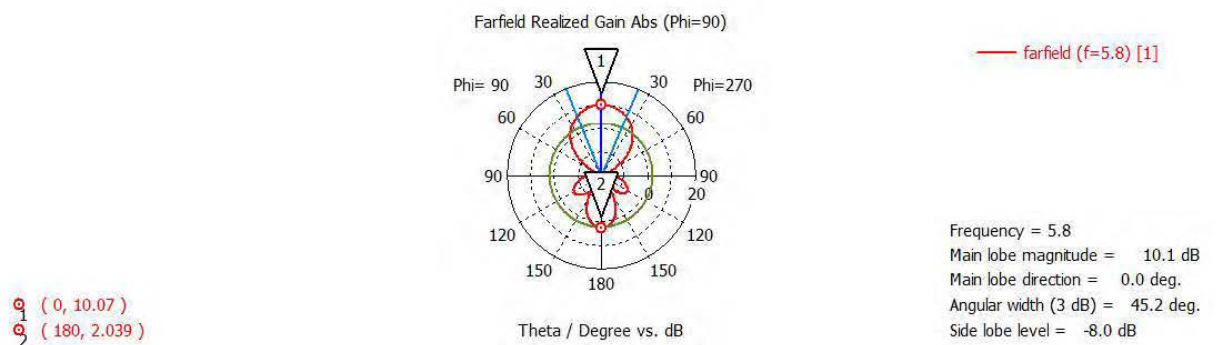


Figure 3.45 Gain réalisé de l'antenne avec FSS 30 % de réduction sans cellules

Conclusion :

Les cellules 4x4 patch carrés ont servi à une augmentation de 1.8 dBi en gain ainsi qu'une meilleure directivité, un bon FBR et une adaptation d'impédance relativement centrée sur la fréquence 5.8GHz.

3.4.5 Structure du prototype II de l'antenne corporelle AMC +Monopole+ FSS

La réalisation difficile de ce dernier prototype au laboratoire nous a poussé à modifier certains paramètres dont la diminution de l'épaisseur de l'AMC et la mise d'un plan de masse (figure 3.46), la bande d'impédance est de BP = 200.2 MHz.

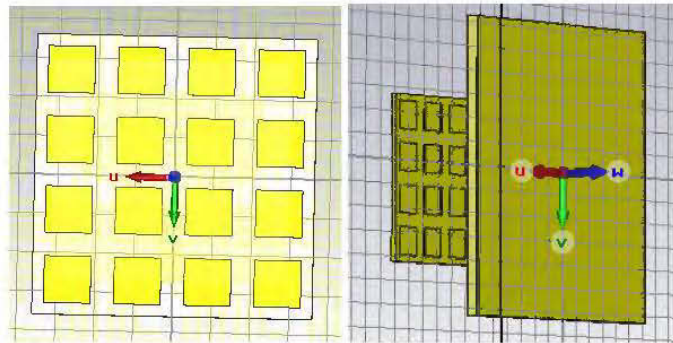


Figure 3.46 Structure du prototype II avec FSS 30% réduction et 4x4 patches carrés

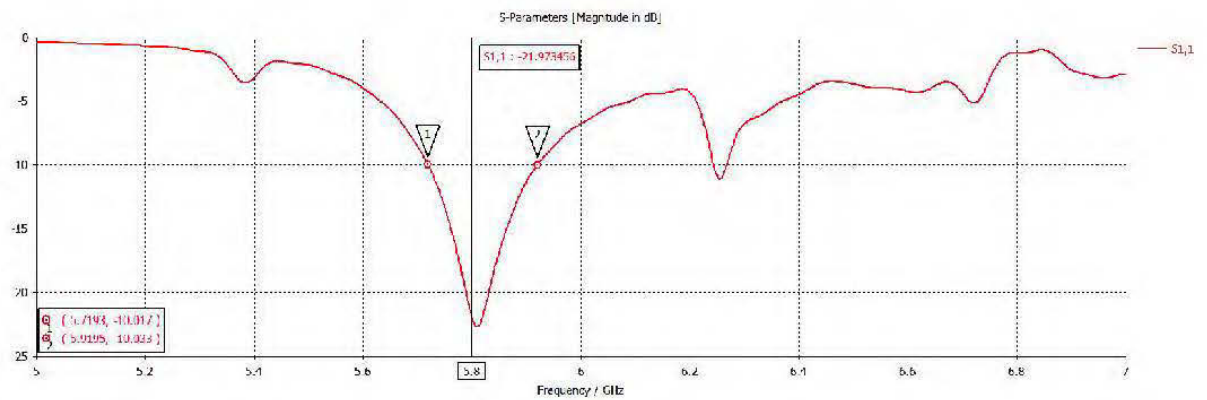


Figure 3.47 S11 de la Nouvelle structure FSS avec 30% réduction et 4x4 patches carrés

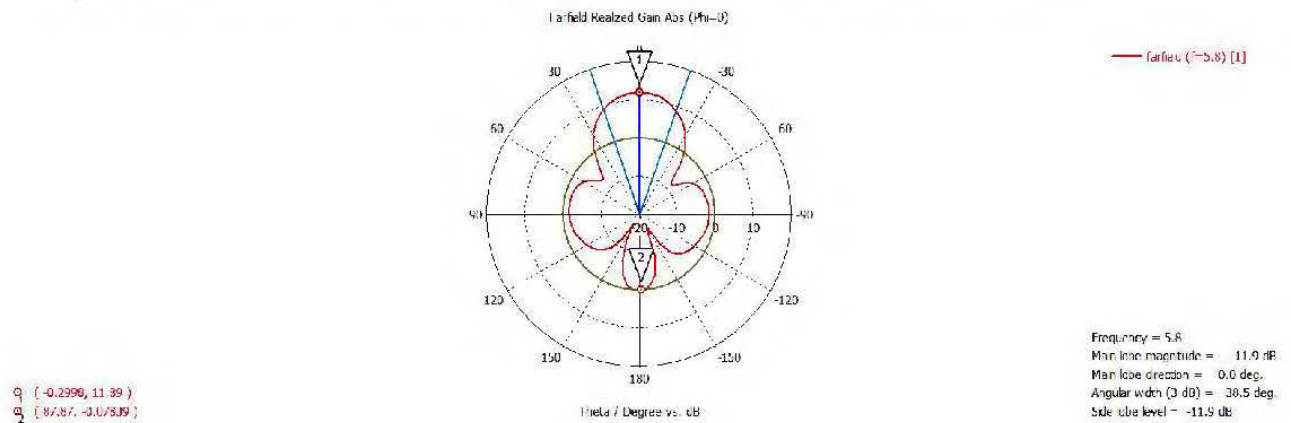


Figure 3.48 Gain réalisé du prototype II avec FSS 30% réduction et 4x4 patches carrés

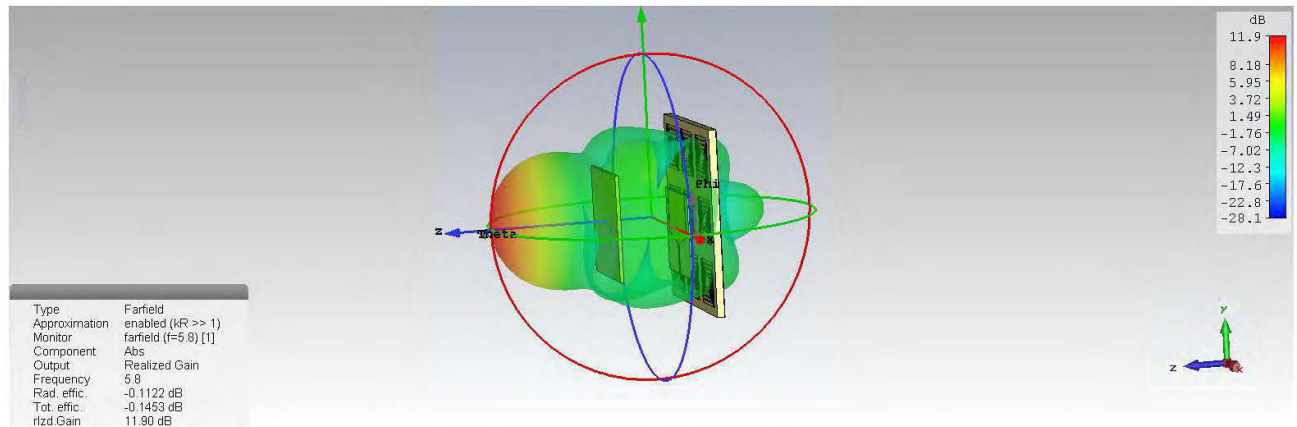


Figure 3.49 Représentation du champ lointain du prototype II FSS avec 30% réduction et 4x4 patchs carrés

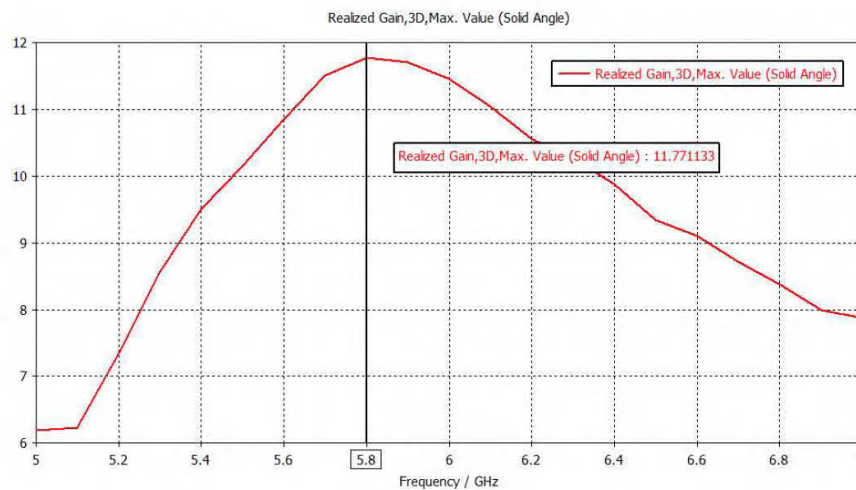


Figure 3.50 Gain réalisé du prototype II avec FSS 30% réduction et 4x4 patchs carrés

3.5 Conclusion et comparaison entre le prototype I et le prototype II

En dépit du fait que le prototype II offre une petite bande passante en comparaison avec le prototype I, la nouvelle structure (AMC 3x3 spirales, monopole, FSS 4x4 patchs carrés) offre de meilleures performances que la structure précédentes (AMC 3x3 patch carré, monopole, FSS sans cellules) en terme des paramètres recherchées, tant sur l'adaptation d'impédance que le rapport avant arrière, ainsi que le gain et la directivité, ceci est notamment due d'un côté, à la structure spirale des cellules AMC qui crée des boucles de courants qui réfléchissent mieux les ondes vers l'avant de la structure avec

sommes constructives et donnent un meilleur gain et rapport avant arrière, d'un autre côté, les cellules 4x4 patches carrés sur la structure FSS servent à mieux concentrer les faisceaux électromagnétiques suivant le modèle de tracé des rayons, vers la direction de propagation principale, offrant un gain supérieur et une directivité accrue. La comparaison entre les paramètres des deux prototypes est donnée dans le (tableau 3.3) ci-dessous :

Caractéristiques	Prototype I	Prototype II
S11 à (5.8 GHz)	-16.35 dB	-21.97 dB
Bande passante (MHz)	979.7	200.2
Angle (3dB)	44.4 °	38.5°
FBR (dBi)	8.72 dBi	11.97 dBi
Gain réalisé	10.4 dBi	11.9 dBi

Tableau 3.3 comparaison des caractéristiques du prototype I et du prototype II

3.6 Étude sur les polariseurs

Dans cette nouvelle section, on créera sur CST microwave Studio, les types de polariseurs étudiés auparavant dans la section état de l'art des polariseurs (section 2.4), et on appliquera cette nouvelle structure sur notre antenne corporelle Off-Body afin de transformer sa polarisation linéaire en polarisation circulaire. Ceci permettra de rajouter un degré de liberté spatial, en plus, vu que les antennes sont mises sur des objets mobiles (les mineurs dans un endroit hostile que sont les mines). La polarisation circulaire a été démontré comme très performante sur des objets mobiles en (visibilité directe **LOS** et visibilité non directe **NLOS**) afin de résoudre certains problèmes clés tels que la sensibilité aux trajets multiples, les absorptions atmosphériques et les effets de réflexions dans les mines [74].

3.6.1 Étude de la polarisation du monopole planaire

On reprend notre monopole planaire (figure 3.51) initial pour étudier sa polarisation en simulant son rapport axial.

Généralement une antenne est à polarisation circulaire si son rapport axial est inférieur ou égal à 3 dB ($Ar \leq 3$ dB).

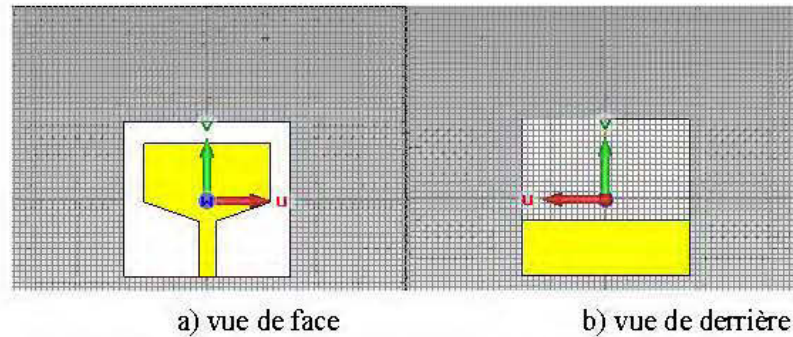


Figure 3.51 structure du monopole planaire a) vue de face, b) vue de derrière

Son rapport axial est donné ci-dessous (figure 3.52) et est égal à 40 dB $\gg 3$ dB donc le monopole planaire est bien à polarisation linéaire.

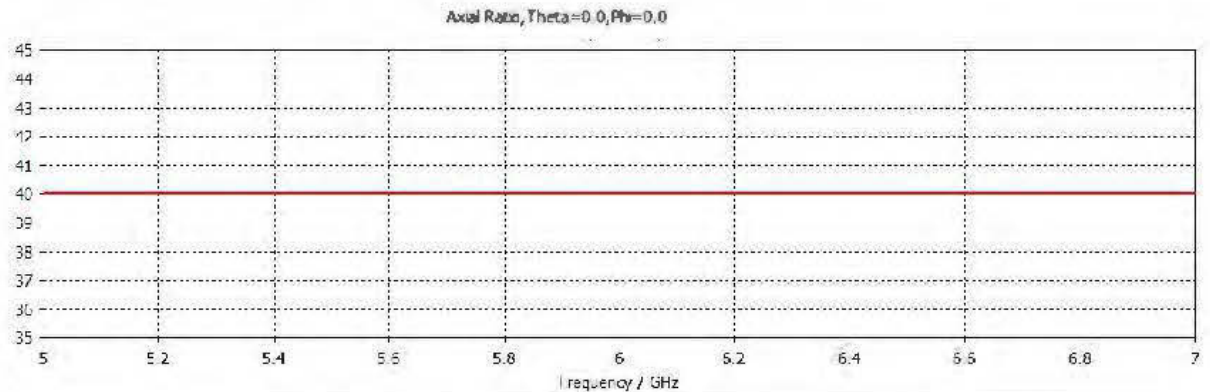


Figure 3.52 Le rapport axial du monopole planaire

Pour polariser circulairement le monopole planaire, on utilise la structure de polariseur à lamelles proposé dans l'article [65], et afin de déterminer le matériau optimal, on simule avec plusieurs structures de diélectriques avec différentes permittivités respectivement, dans le tableau ci-dessous :

Le matériau	Permittivité ϵ (F/m)
Rogers RT5880LZ	1.96
Rogers RT6002	2.94
Rogers 3006	6.15
TMM13i	12.85
Matériau crée	25

Tableau 3.4 Différents matériau et leurs diélectriques

Rogers RT5880LZ, $\varepsilon = 1.96$:

Après optimisation des paramètres du polariseur à lamelles (longueur, largeur, épaisseur, nombre de lamelles, gap), on note qu'avec ce diélectrique à basse permittivité, le rapport axial est de 40 dB, la structure du polariseur est transparente vis-à-vis du monopole planaire, (figure 3.53).

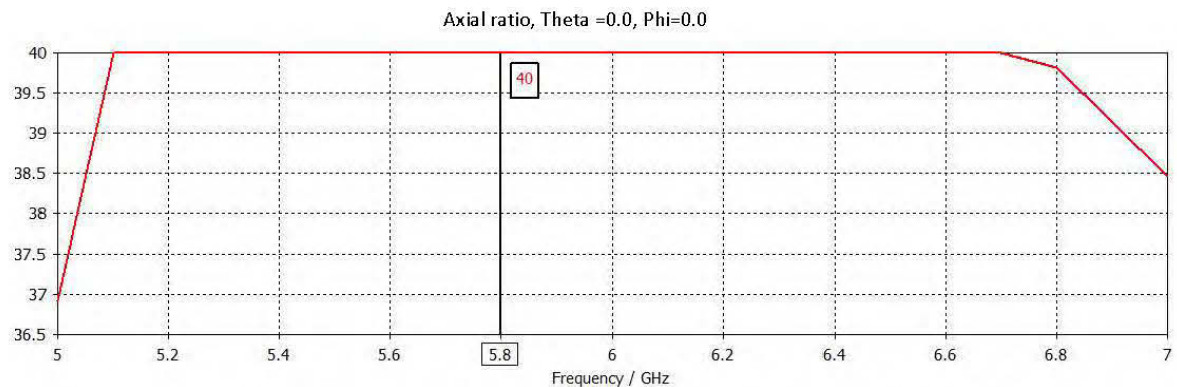


Figure 3.53 rapport axial du monopole avec polariseur Rogers RT5880LZ

Rogers RT6002 $\varepsilon = 2.94$:

Après optimisation des paramètres du polariseur à lamelles, on note une diminution de 13.62dB, soit un Rapport Axial de 26.38 dB à la fréquence d'étude de 5.8 GHz, (figure 3.54).

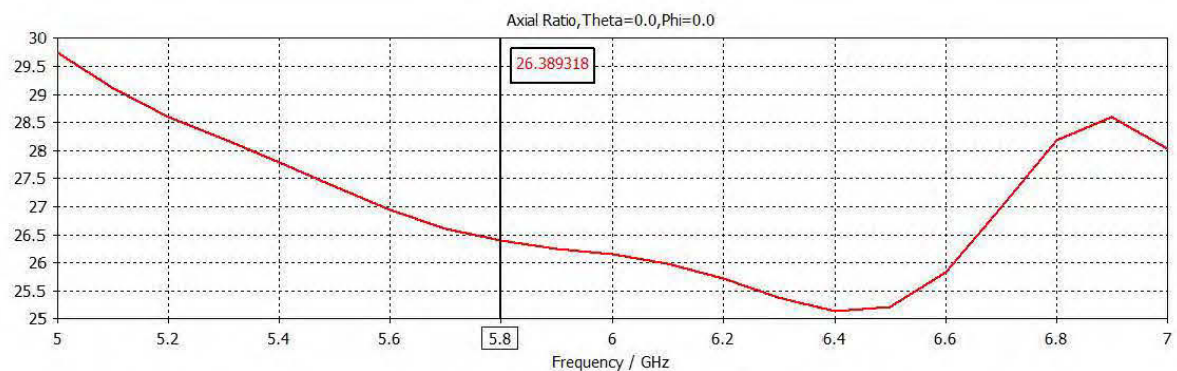


Figure 3.54 rapport axial du monopole avec polariseur Rogers RT6002

Rogers 3006 $\varepsilon = 6.15$: Après optimisation des paramètres du polariseur à lamelles, on note cette fois ci une diminution de 24.41 dB du rapport axial initial du monopole planaire, soit un $Ar=15.59$ dB à la fréquence 5.8 GHz, (figure 3.55).

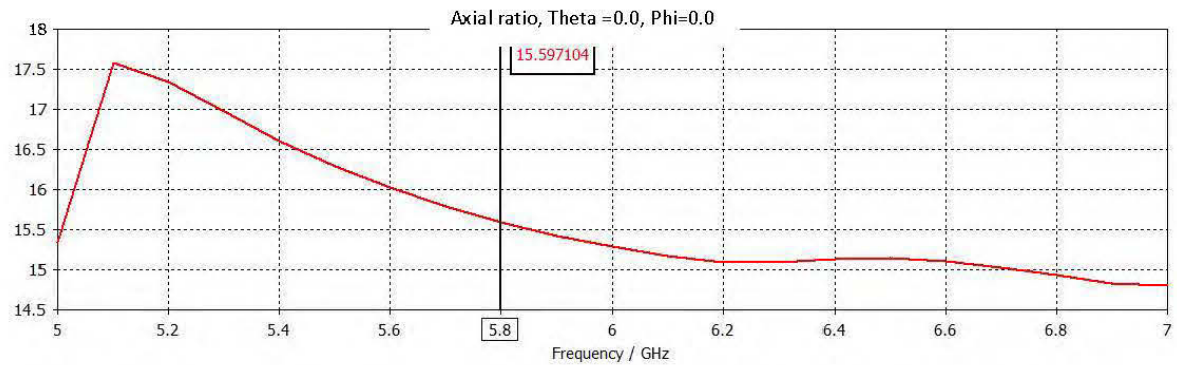


Figure 3.55 rapport axial du monopole avec polariseur Rogers 3006

Matériau créé $\epsilon = 25$: Après optimisation des paramètres du polariseur à lamelles, on note cette fois ci une nette diminution de 33.16 dB du rapport axial initial du monopole planaire, soit un $Ar=6.84$ dB à la fréquence 5.8 GHz, (figure 3.56).

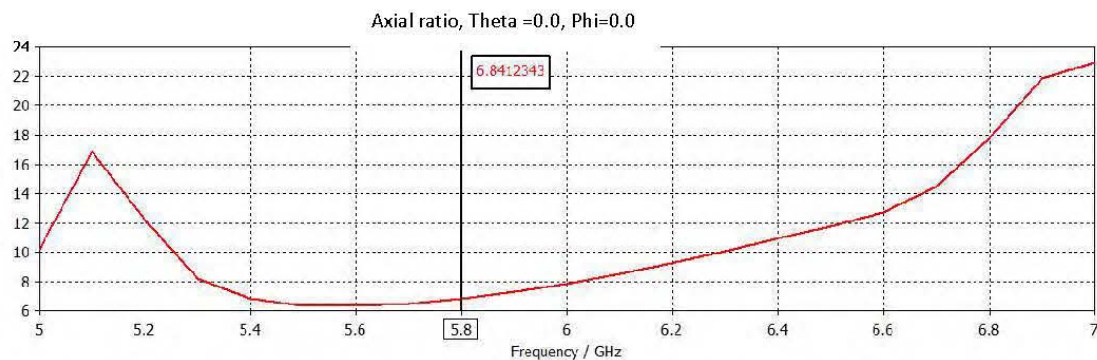


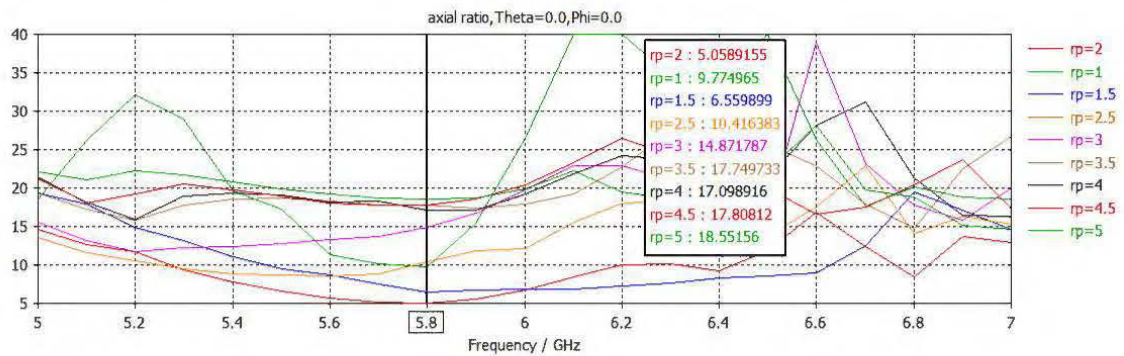
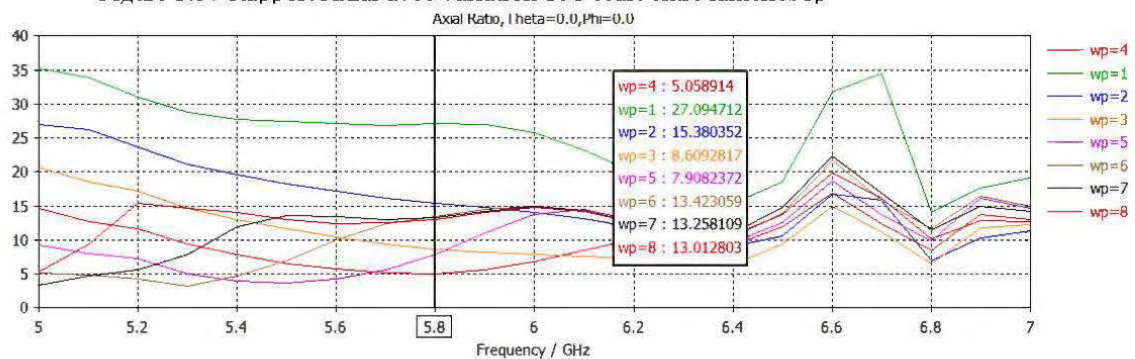
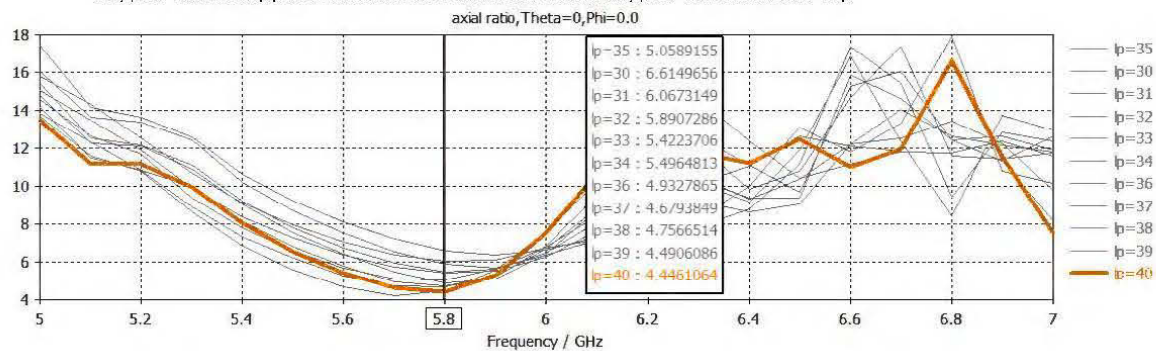
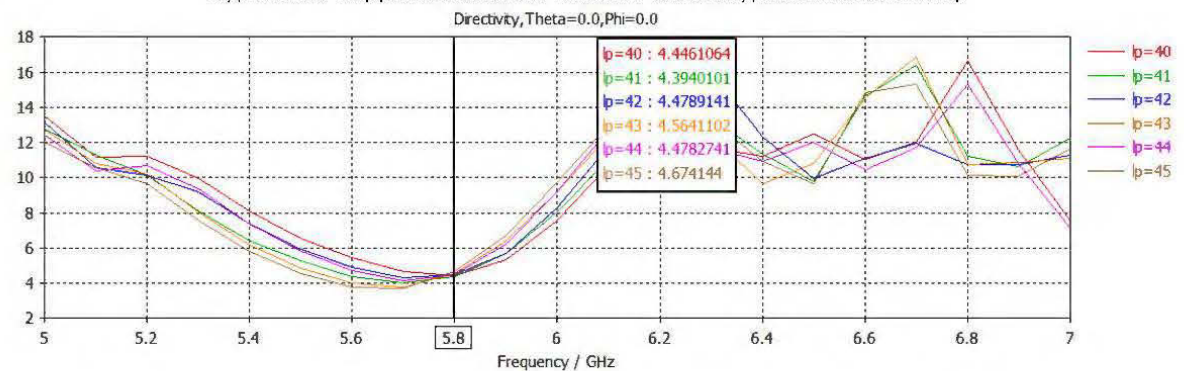
Figure 3.56 rapport axial du monopole avec polariseur $\epsilon = 25$

Conclusion :

Plus le diélectrique est munie d'une grande permittivité, plus le rapport axial AR est bas, On refait les simulations avec notre antenne corporelle Off-Body avec le polariseur TMM13i $\epsilon = 13.85$ F/m.

3.6.2 Etude de la polarisation de l'antenne AMC + Monopole +Polariseur à lamelles

Notre premier prototype est le polariseur à lamelles, on fait une étude paramétrique afin de déterminer les meilleurs paramètres du polariseur, tel que (r_p : périodicité entre lamelles (figure 3.57), w_p : largeur des lamelles (figure 3.58), l_p : longueur des lamelles (figure 3.59) (figure 3.60)) :

Figure 3.57 Rapport Axial avec variation de l'écart entre lamelles r_p Figure 3.58 Rapport Axial avec variation de la largeur des lamelles w_p Figure 3.59 Rapport Axial avec variation de la longueur des lamelles l_p Figure 3.60 Rapport Axial avec variation de la longueur des lamelles l_p

On refait la simulation avec les paramètres optimisés ($r_p = 2$ mm, e (largeur) = 0.95 mm, $\text{gap} = 1.05$ mm, tel que : $r_p = e + \text{gap}$, $w_p = 3.81$ mm, $l_p = 41$ mm), ainsi que la distance entre le monopole et le polariseur $m = 6$ mm, on obtient la structure suivante (figure 3.61) :

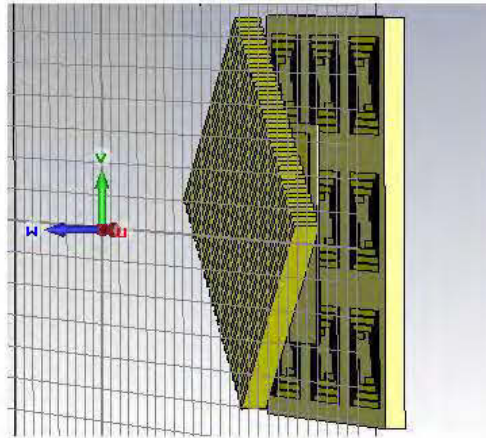


Figure 3.61 structure du AMC + monopole + polariseur

Le coefficient de réflexion montre une bonne adaptation d'impédance à la fréquence de résonnance 5.8 GHz et une large bande passante BP= 1.4 GHz (figure 3.62) :

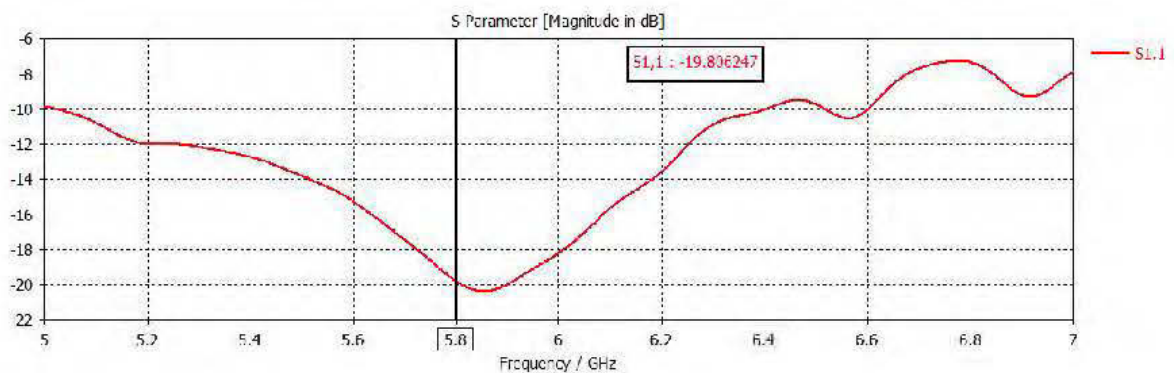


Figure 3.62 Coefficient de réflexion de la structure AMC + monopole+ polariseur

La structure admet un gain assez stable sur la bande ISM avec $G_r = 7.84$ dBi à 5.8 GHz (figure 3.63) :

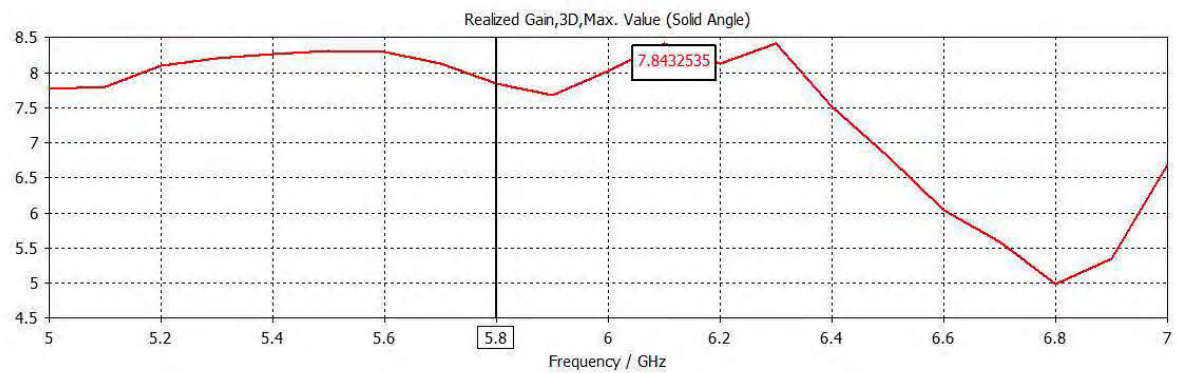


Figure 3.63 Gain réalisé de la structure AMC + monopole+ polariseur

Le rapport axial quant à lui a bien baissé pour atteindre la valeur de $A_r = 3.41$ dB (figure 3.64) mais il n'est pas encore sous le seuil de 3 dB pour confirmer la polarisation circulaire.

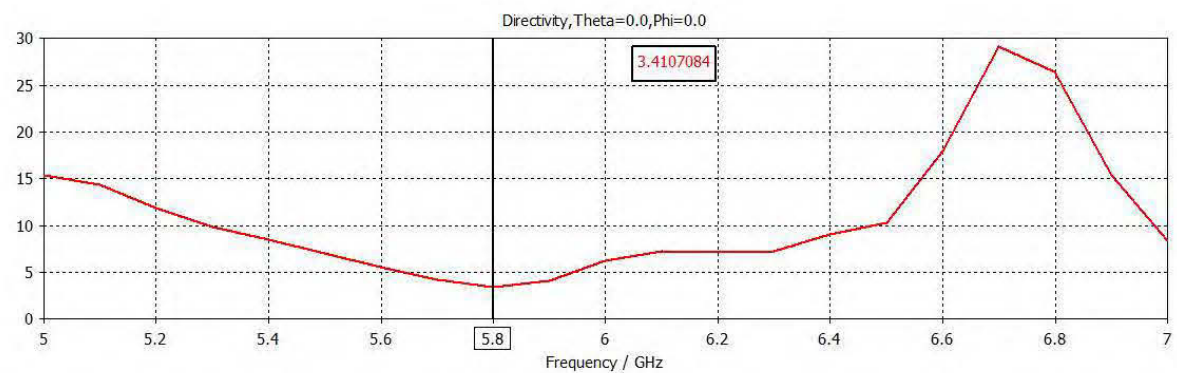


Figure 3.64 Le rapport axial de la structure AMC+ monopole + polariseur

3.6.3 Étude de la polarisation circulaire de la structure AMC + monopole + Polariseur à lamelles + FSS sans cellules

On vérifie d'abord que la structure AMC+ monopole+ FSS sans cellules (figure 3.65), est bien à polarisation linéaire, son adaptation d'impédance, son gain et son rapport axial sont respectivement donné dans (figure 3.66) (figure 3.67) (figure 3.68).

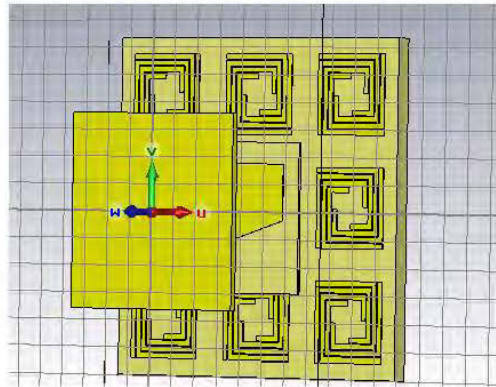


Figure 3.65 Structure de l'AMC+ monopole+ FSS

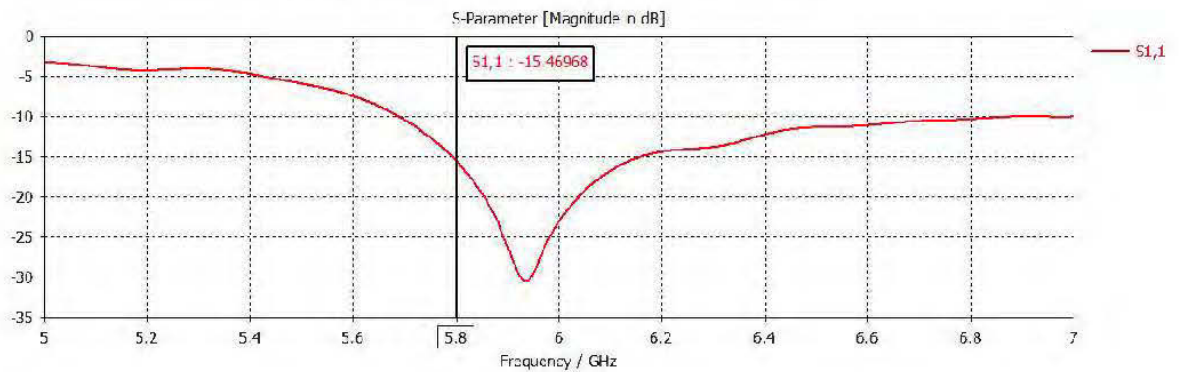


Figure 3.66 Coefficient de réflexion S11 de la structure de l'AMC+ monopole+ FSS

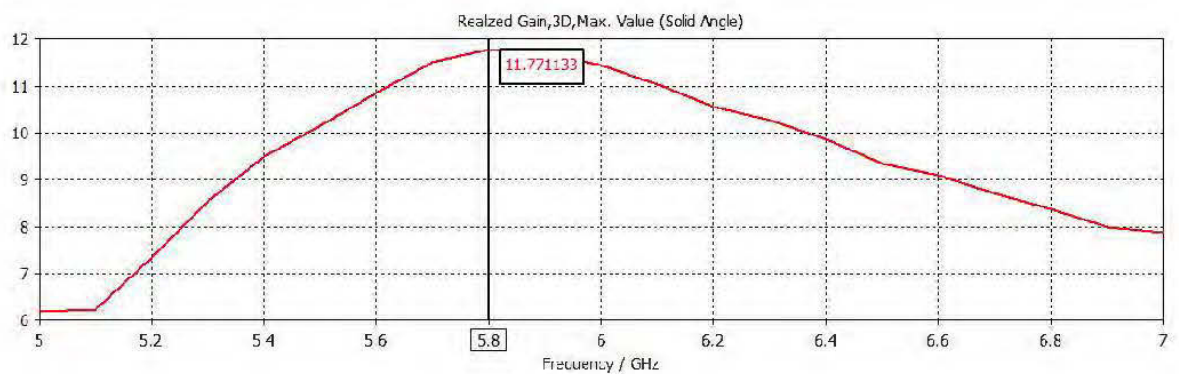


Figure 3.67 Gain de la structure de l'AMC+ monopole+ FSS

Le rapport axial $A_r = 37.88 \text{ dB} \gg 3 \text{ dB}$, montre bien que la structure est bien à polarisation linéaire.

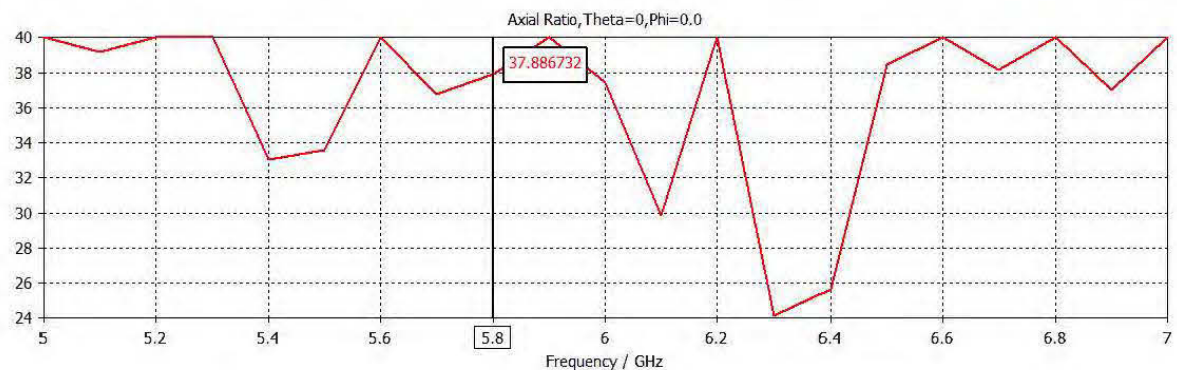


Figure 3.68 Rapport Axial de la structure de l'AMC+ monopole+ FSS

3.6.3.1 Etude de la polarisation CP avec la disposition AMC, monopole, FSS puis Polariseur à lamelles

On met le polariseur au-dessus de la structure FSS tel que montré dans la figure ci-dessous (figure 3.69). L'onde incidente sur le polariseur, transmise par la structure est à polarisation linéaire. Cette dernière sera polarisée par le polariseur à lamelles :

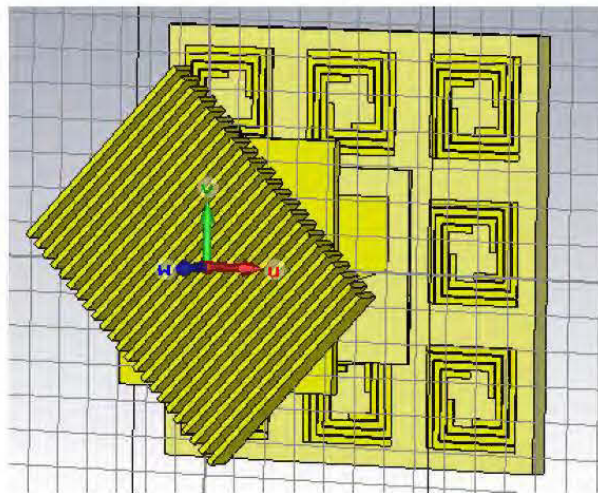


Figure 3.69 Disposition du polariseur au-dessus de la structure FSS de l'antenne corporelle

Après optimisation des paramètres notamment la distance du polariseur au-dessus du FSS, on remarque une baisse légère du gain (figure 3.70) et un rapport axial de 12.9 dB, toujours supérieur à 3 dB (figure 3.71), faisant mention que la polarisation circulaire n'est toujours pas atteinte.

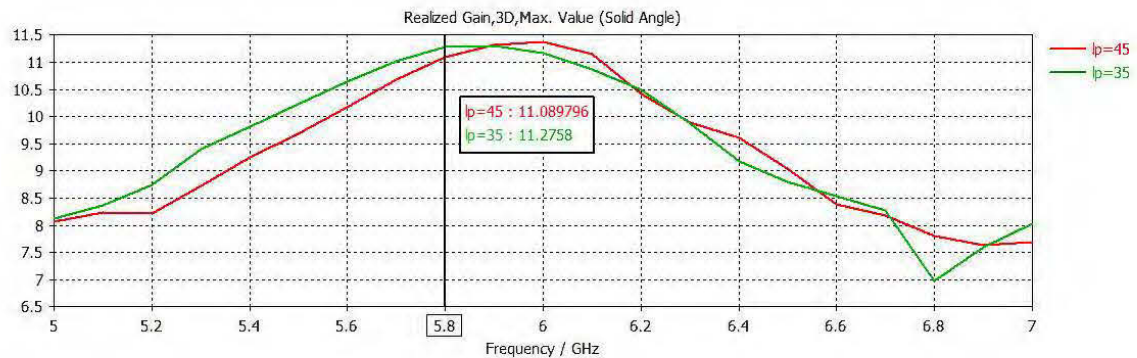


Figure 3.70 Gain avec Polariseur au-dessus de la structure FSS

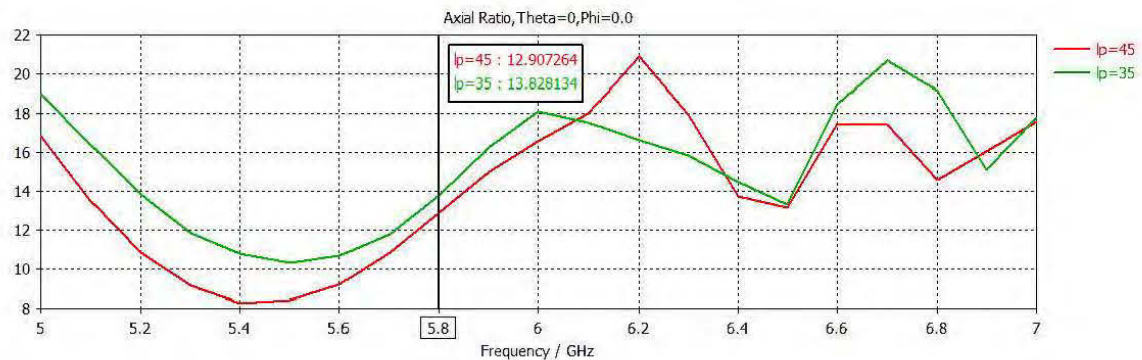


Figure 3.71 Rapport Axial avec polariseur au-dessus de la structure FSS

3.6.3.2 Etude de la polarisation CP avec la disposition AMC, monopole, Polariseur puis FSS sans cellules

On met cette fois ci le polariseur entre le monopole et la structure FSS (figure 3.72), ainsi les ondes à polarisation linéaires émises par le monopole et réfléchit par le AMC sont convertis en polarisation circulaire en passant à travers le polariseur, puis le flux d'onde est focalisée d'après le model du Tracé de rayons par la structure FSS sans cellules.

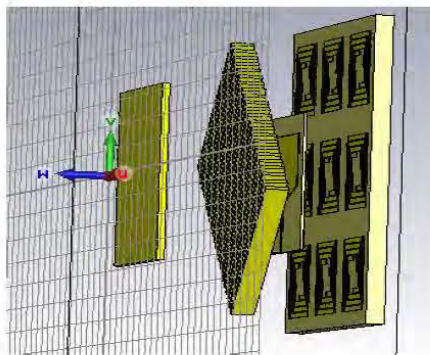


Figure 3.72 Disposition du polariseur entre le monopole et la structure FSS

Après optimisation des paramètres, on trouve une bonne adaptation d'impédance à la fréquence de résonnance $f_r = 5.8$ GHz (figure 3.73), et une large bande passante de BP = 1.93 GHz, un haut gain réalisé de $G_r = 10.16$ dBi (figure 3.74), le rapport avant arrière est de $FBR = 10.13 - (-0.78) = 10.91$ dBi (figure 3.75) et la polarisation circulaire est bel et bien atteinte cette fois ci avec une valeur de $A_r = 1.81$ dB et une bande passante de polarisation circulaire de BP (A_r) = 230 MHz (figure 3.76), qui est assez étroite mais en soi couvre la bande ISM d'étude.

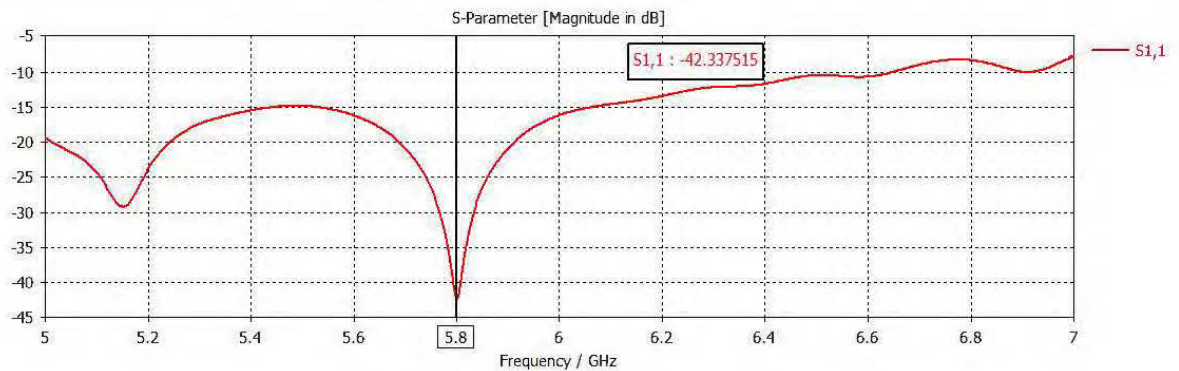


Figure 3.73 Coefficient de réflexion de la structure AMC monopole polariseur FSS

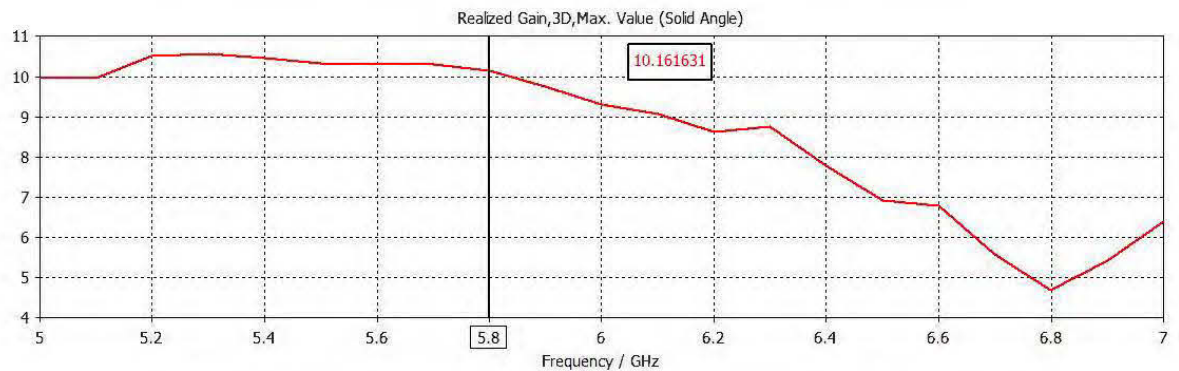


Figure 3.74 Gain réalisé de la structure AMC monopole polariseur FSS

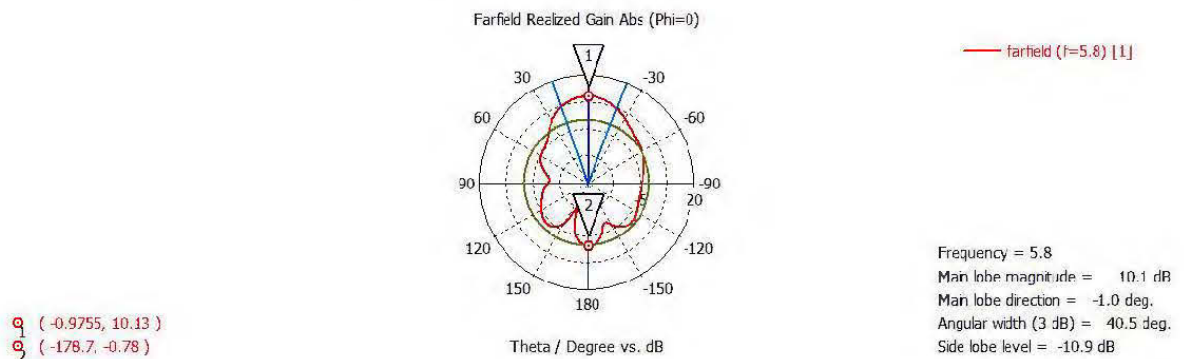


Figure 3.75 Diagramme de rayonnement de la structure AMC monopole polariseur FSS

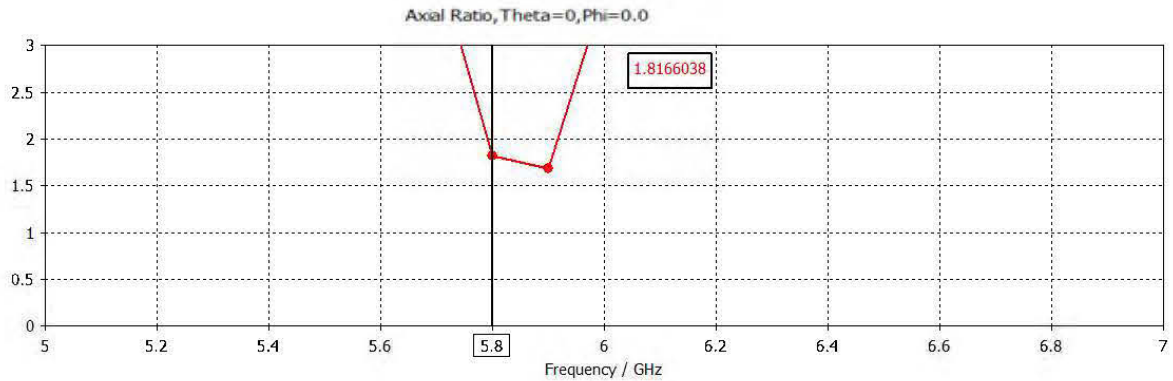


Figure 3.76 Rapport Axial de la structure AMC monopole polariseur FSS

Conclusion : Le phénomène dans lequel les propriétés d'un matériau non isotrope et son indice de réfraction dépend de la direction de polarisation (c'est-à-dire la direction du champ électrique) est appelé biréfringence. La disposition des lamelles l'une à côté de l'autre, crée un milieu biréfringent et c'est ce qui permet de polariser circulairement les ondes à polarisation linéaire incidente.

3.7 Simulation d'un Polariseur à fentes croisés quart d'onde

Le nouveau polariseur est inspiré de l'article [41] et [10]. En effet, dans [41], la cellule d'origine consiste en 2 dipôles croisés sur substrat à haute permittivité. Après simulation, et pour augmenter sensiblement la bande passante, on utilise la cellule complémentaire dans lequel le dipôle croisé devient une fente croisée et le reste du diélectrique est couvert de cuivre.

Notre polariseur est formé d'un substrat TMM13I, $\epsilon = 12.85$ d'épaisseur $h_p = 1.905$ mm disponible sur le site de Rogers Corporation, recouvert d'une fine couche de cuivre avec 3x3 fentes croisées,

Le polariseur est finalement incliné de 45° par rapport au reste de la structure (AMC+ monopole) afin de fournir la polarisation circulaire expliquée à la section (2.4), (Figure 3.77).

3.7.1 La structure de l'antenne

La Structure AMC: diélectrique TMM4 $\epsilon = 4.5$ (F/m), $h_a = 3.175$ mm avec 3x3 cellules à 4 bras de spirales et plan de masse.

Monopole planaire: placé à la distance de $d = 3 \text{ mm}$ au-dessus de la structure AMC, tel que : $d \ll \lambda = 28 \text{ mm}$ dans l'espace libre.

Polariseur : diélectrique TMM13i placé à $D = 0.75 \lambda = 21 \text{ mm}$ au-dessus du monopole, L'épaisseur totale de l'antenne est de $1.02 \lambda = 28.788 \text{ mm}$. (Figure 3.78).

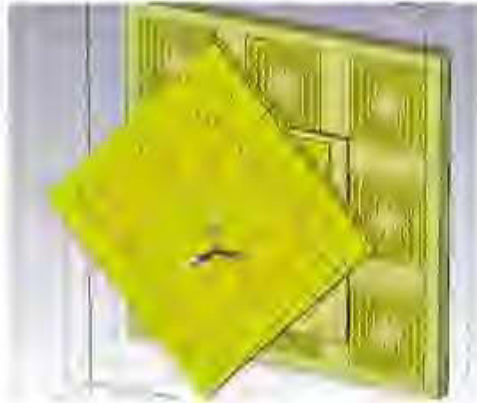


Figure 3.77 schéma de la nouvelle structure d'antenne AMC + monopole + polariseur quart d'onde



Figure 3.78 Vue de profil de la nouvelle structure d'antenne AMC + monopole + polariseur quart d'onde

Après optimisations et études paramétriques de la distance entre le monopole et la structure AMC ainsi que la distance entre le monopole et le polariseur et après balayage du monopole sur la surface du AMC et le balayage du polariseur autour du monopole et changement des paramètres des cellules fentes en croix, on retrouve de bon résultats en terme d'adaptation d'impédance S_{11} , de gain et de rapport axial.

Adaptation d'impédance : $S_{11} = -28.78 \text{ dB}$ et une bande passante de $BP = 111.1 \text{ MHz}$ (figure 3.79).

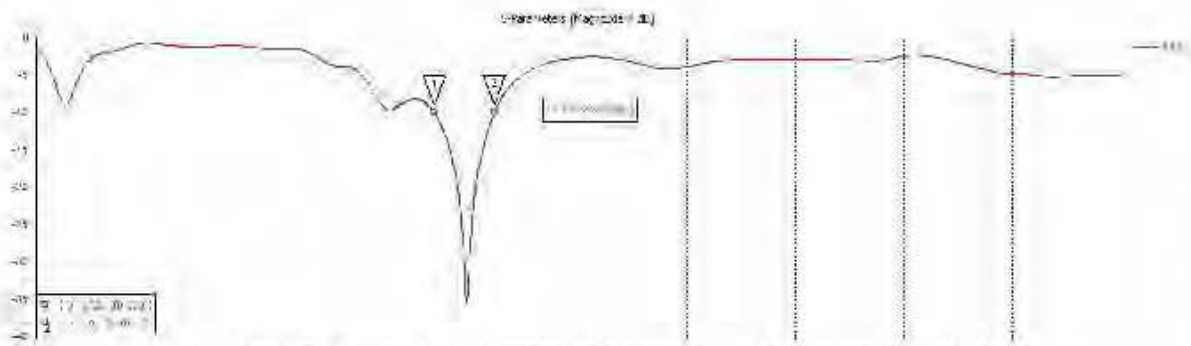


Figure 3.79 Coefficient de réflexion de la structure avec le polariseur quart d'onde.

Gain réalisé: On obtient un gain crête de 6.99 dBi à la fréquence de résonance de 5.8 GHz, (figure 3.80).

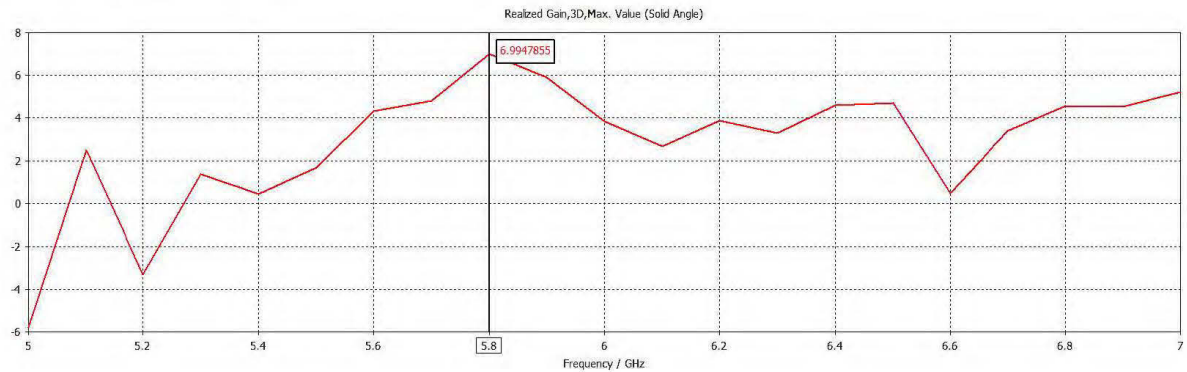


Figure 3.80 Gain réalisé de la structure avec le polariseur quart d'onde

Le Rapport Axial :

La bande passante de la polarisation circulaire est centrée à la fréquence de résonance de 5.8 GHz et de valeur de BP= 96.7 MHz presque égale à la bande passante d'adaptation d'impédance S11 de la structure, ce qui conclue que l'antenne est en polarisation circulaire sur toute la bande de travail ISM de l'antenne (Figure 3.81).

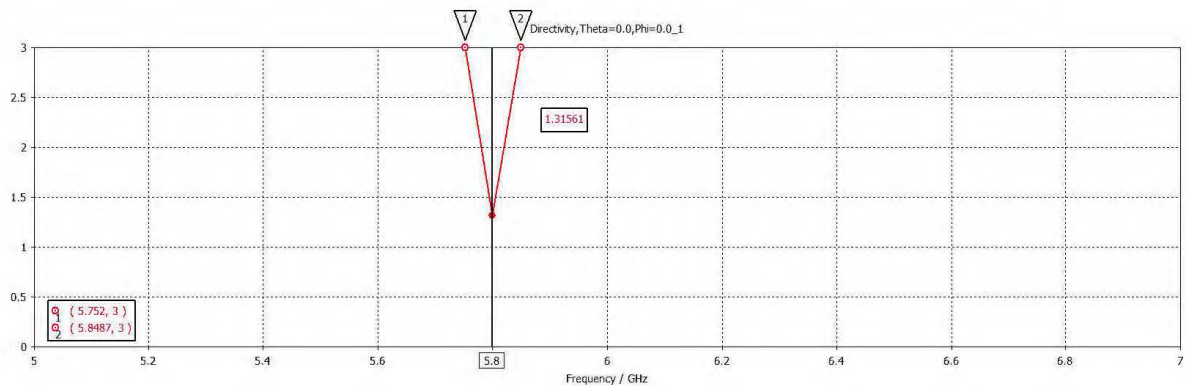


Figure 3.81 Rapport Axial de la structure avec le polariseur quart d'onde

Le diagramme de polarisation quant à lui n'est pas directif mais admet un double faisceau dirigé vers le haut et le bas de la structure tel que montré dans la (Figure 3.82):

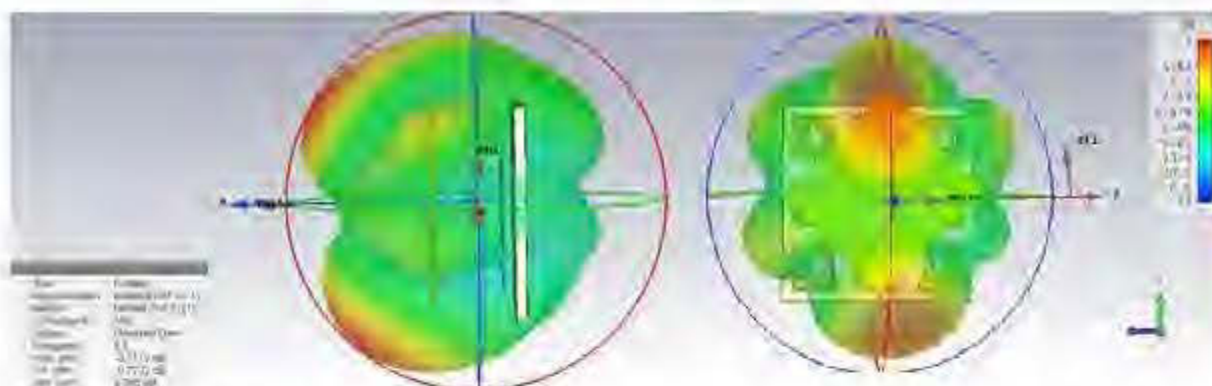


Figure 3.82 Représentation du champ lointain de la structure avec polariseur quart d'onde

Ceci est notamment dû à la forme du polariseur en losange à 45° ainsi qu'au champ E initial à polarisation linéaire transversal, ce qui favorise les effets de pointes, le rayonnement fuit des extrémités étroites du polariseur en haut pour $\phi = 43^\circ$ et en bas pour $\phi = -66^\circ$.

3.7.2 Modification du polariseur pour avoir un rayonnement unidirectionnel à $\phi = 0^\circ$

Etant donné que la dernière antenne avec le polariseur à fentes quart d'onde donnait un diagramme de rayonnement à double faisceau, on verra durant cette section différentes méthodes afin d'obtenir un seul faisceau à $\phi = 0^\circ$.

3.7.2.1 Ajout du diélectrique TMM13i

On rajoute du diélectrique au polariseur afin d'obtenir une structure FSS carré avec les cellules à 45° (Figure 3.83).

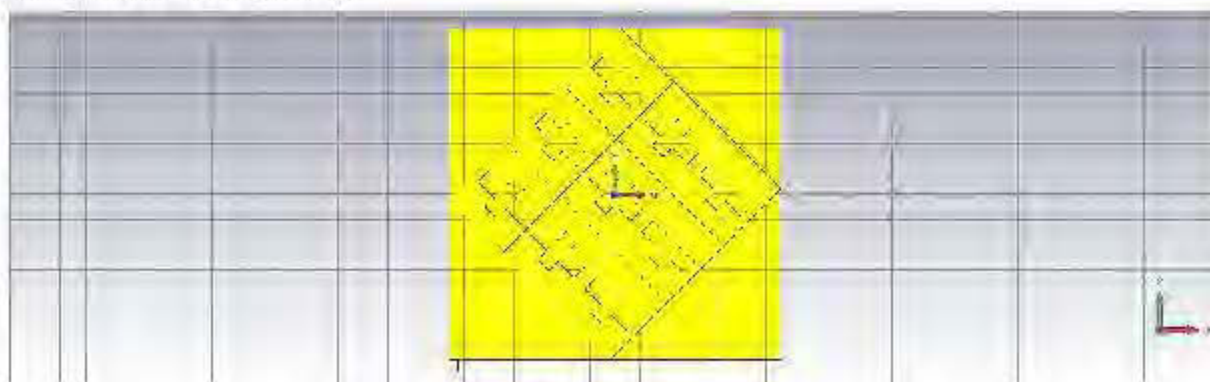


Figure 3.83 Ajout de diélectrique au polariseur

Conclusion :

La meilleure structure reste le polariseur 3x3 avec les dimensions optimisées trouvées auparavant, dans ce cas les ondes fuient des extrémités étroites du polariseur, pour rayonner vers le haut et le bas. Si on met la structure finale à 90° elle rayonnerait à gauche et à droite (figure 3.86) ce qui pourrait être intéressant dans les mines en se reflétant sur les murs et se déplaçant en dent de scie.

En effet, l'antenne à double faisceau établirait une liaison sans fil fiable lorsqu'il s'agit d'environnements denses et complexes contenant des surfaces extrêmement rugueuses et des obstacles multiples dans les mines souterraines [75] (figure 3.87).

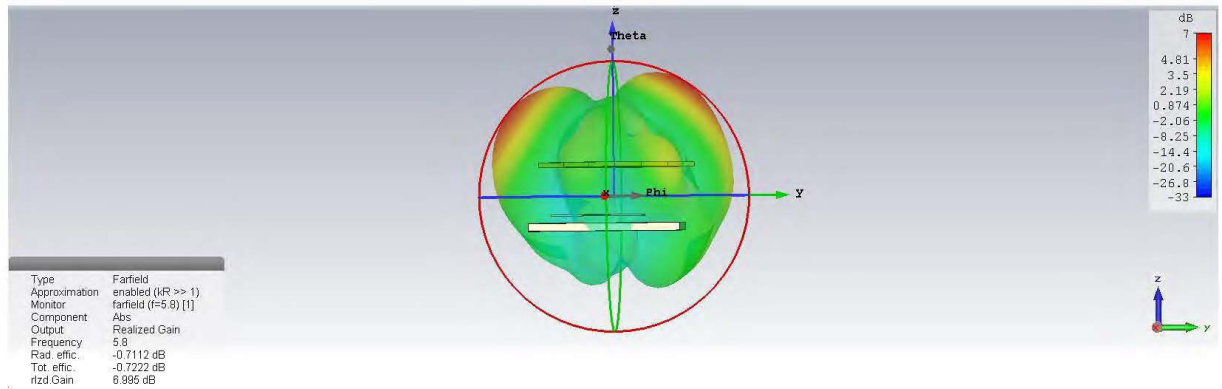


Figure 3.86 Représentation du champ lointain 3D de la structure retournée de 90° par rapport à l'axe Z, vue de haut

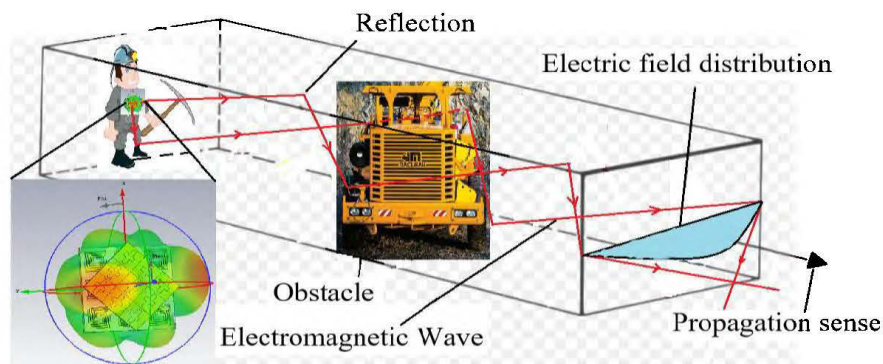


Figure 3.87 Rayonnement de l'antenne proposée, dans la mine

Ce polariseur basé sur la structure FSS est plus facile à réaliser au laboratoire que la structure à lamelles mais à cause de l'effet de pointe, on obtient 2 faisceaux de rayonnement. En dépit du fait que le double faisceau soit avantageux dans un

environnement hostile comme les mines, il reste que l'énergie de l'antenne soit divisée entre ses 2 lobes d'où la diminution de gain.

Dans la section suivante on verra un troisième type de polariseur dont la structure diélectrique ne subit aucune rotation, par contre les cellules qui constituent le polariseur sont à 45° par rapport à l'axe X.

3.8 Simulation d'un polariseur sans inclinaison avec cellules quart d'onde inclinée à 45° par rapport à l'axe X

Le polariseur est formé d'un substrat TMM13i qui ne subit pas d'inclinaison, avec 3×3 cellules rectangulaires quart d'onde, quant à elles inclinées à 45° par rapport à l'axe X (Figure 3.88),

Inspiré de [69], l'original avec cette structure est qu'on est plus obligé de tourner toute la structure du polariseur de 45° , mais seulement les cellules et ainsi garder le diélectrique droit pour s'adapter au reste de la structure afin d'éviter les effets de pointe où le rayonnement est dirigé vers les coins étroit haut et bas comme la dernière structure du polariseur en fentes croisée quart d'ondes.

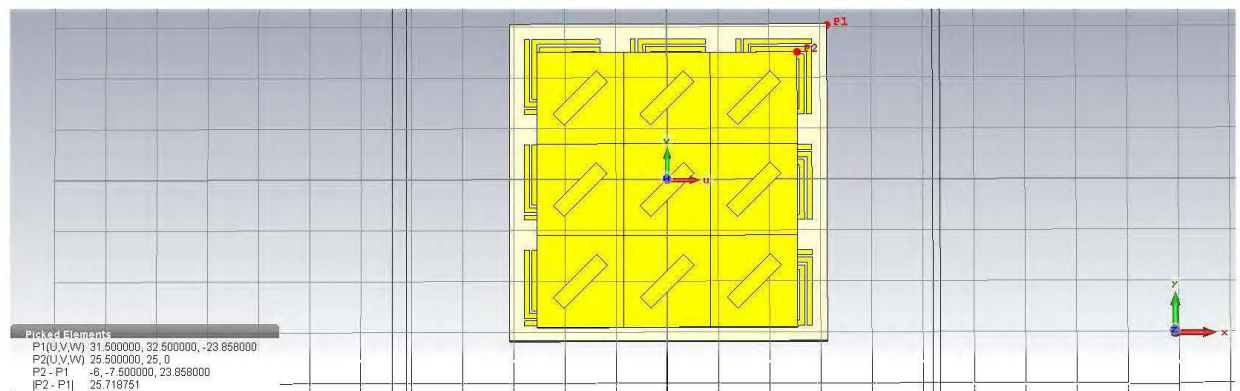


Figure 3.88 Structure de la nouvelle antenne Off-Body avec AMC+ monopole +polariseur à cellules quart d'onde

3.8.1 Les résultats de simulations

L'adaptation d'impédance :

L'antenne admet une bonne adaptation d'impédance à la fréquence de résonance 5.8 GHz avec un $S_{11} = -24.04$ dB. On obtient aussi une bande passante de $B_p = 224.3$ MHz (Figure 3.89) ce qui couvre largement la bande ISM qui est de 5.8 GHz (+/-) 75 MHz.

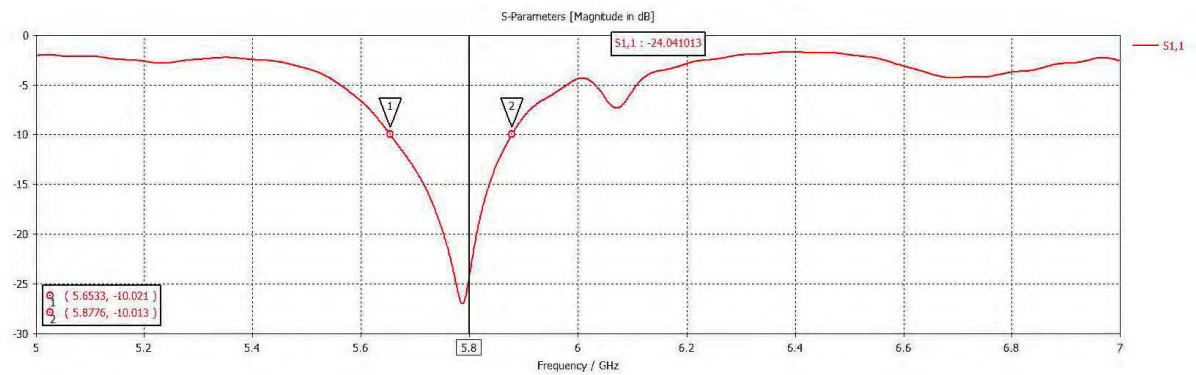


Figure 3.89 Coefficient de réflexion de l'antenne avec le polariseur quart d'onde

Le gain réalisé:

Le gain maximum à la fréquence 5.8 GHz est de l'ordre $G_r = 5.93$ dBi. Cependant le gain pourrait être amélioré avec ajout de la structure FSS (Figure 3.90)

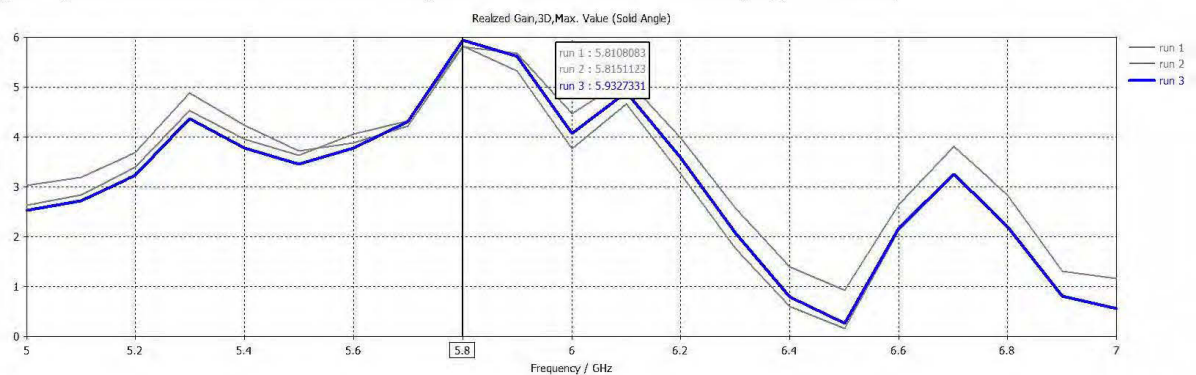


Figure 3.90 Gain réalisé de l'antenne Off-Body avec la structure Polariseur quart d'onde

Le rapport axial :

La bande passante du rapport axial est très importante par rapport aux autres structures précédentes et est de $BP(AR) = 489.1$ MHz (Figure 3.91).

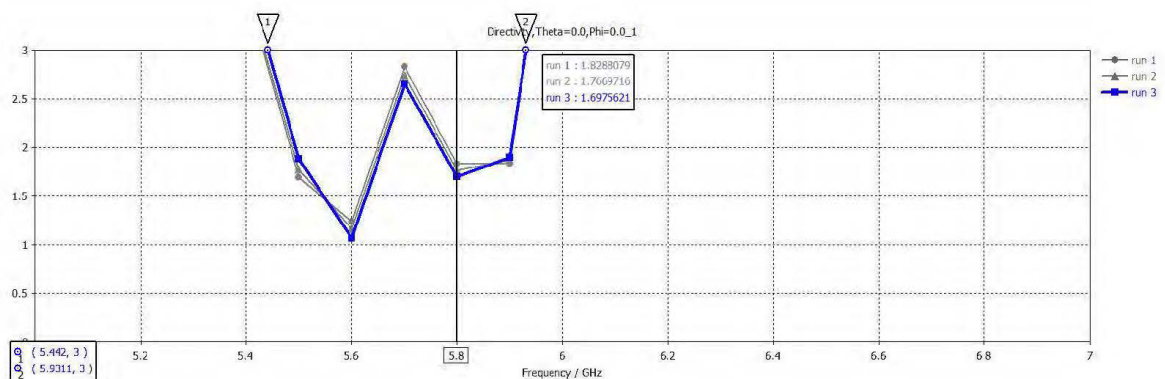


Figure 3.91 Rapport axial de l'antenne Off-Body avec polariseur quart d'onde

Le diagramme de rayonnement :

Pour ce type de polariseur dans lequel seul les cellules sont à 45° par rapport à l'axe X, le diagramme de rayonnement est directif et dirigé vers l'avant de la structure pour $\phi = 0^\circ$ et $\theta = 0^\circ$ (Figure 3.92). Le rapport avant arrière est de $\text{FBR} = 4.20 \text{ dBi} \gg 0$, donc il n'y a aucun rayonnement vers le corps, ce dernier est dirigé vers l'avant de la structure.

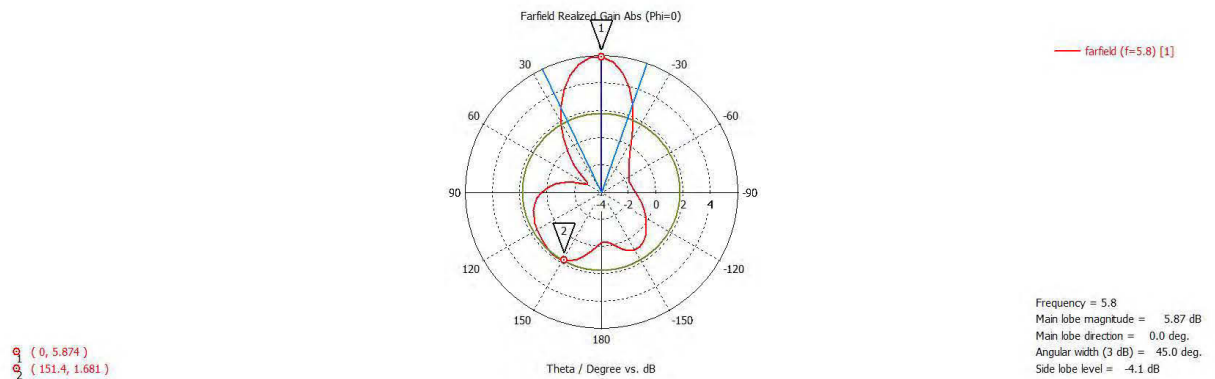


Figure 3.92 Diagramme de rayonnement de l'antenne Off-Body avec polariseur quart d'onde

Conclusion :

Avec cette structure, la distance entre le monopole et le polariseur n'est que de $d = 13 \text{ mm}$ seulement en comparaison des autres structures où la distance peut atteindre ou dépasser 20 mm . Donc l'objectif du faible profil est atteint avec une épaisseur totale de 23.85 mm .

3.9 Ajout de la structure FSS à l'antenne Off-Body avec polariseur quart d'onde

On rajoute une structure FSS sans cellules à une distance de $d = 5 \text{ mm}$ du polariseur (figure 3.93), qui jouera le rôle d'un focalisateur optique des rayons électromagnétiques et ainsi avoir un meilleur gain donc un angle d'ouverture 3 dB étroit (bonne directivité), tout en ayant une bande passante d'adaptation et de Axial ratio satisfaisante.

Pour l'optimisation des caractéristiques tous les paramètres nécessaires ont été revus et modifiés. L'épaisseur du FSS est de $H_{\text{fss}} = 1.905 \text{ mm}$ de type TMM13i, de dimensions $56 \times 56 \text{ mm}$.

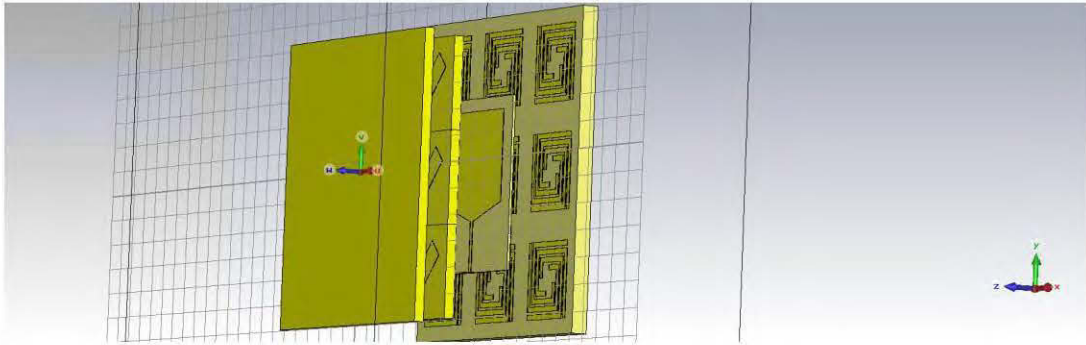


Figure 3.93 Structure de l'antenne Off-Body AMC + monopole + Polariseur quart d'onde + FSS

3.9.1 Les résultats de simulations

L'adaptation d'impédance :

L'antenne est bien adaptée à 5.8 GHz, on remarque aussi l'apparition prononcée d'un pique à 6.06 GHz, (Figure 3.94) qui est essentiellement due aux réflexions d'ondes entre le polariseur et la structure FSS, suivant le modèle du tracé des rayons.

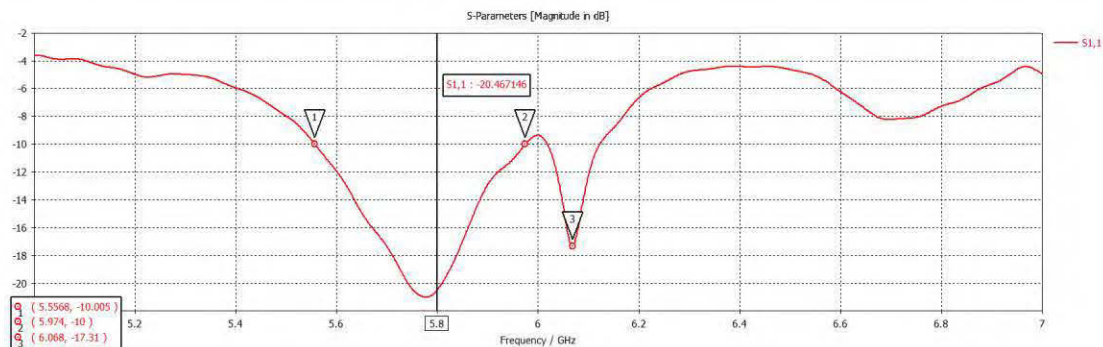


Figure 3.94 Coefficient de réflexion de la structure Off-Body avec polariseur quart d'onde + FSS

La bande passante est de : BP= 417.2 MHz

La comparaison entre l'adaptation d'impédance de la 1^{ère} structure sans FSS et la 2^{nde} avec FSS est comme suit (Figure 3.95):

On voit bien qu'en ajoutant la structure FSS la bande passante devient plus importante (s'élargit) que sans la structure FSS : $\Delta BP = 417.2 - 224.3 = 192.9$ dB

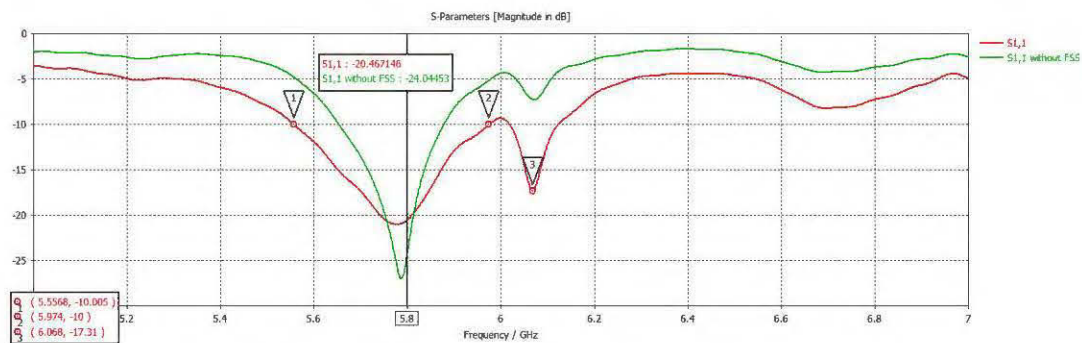


Figure 3.95 Coefficient de réflexion de la structure avec polariseur quart d'onde dans les deux cas : avec et sans FSS

Le gain :

Le gain réalisé en ajoutant la structure FSS est de $G_r = 10.85$ dBi. Le gain réalisé a donc augmenté de $\Delta G_r = 4.92$ dBi soit près de 5 dBi en ajoutant la structure FSS, (Figure 3.96).

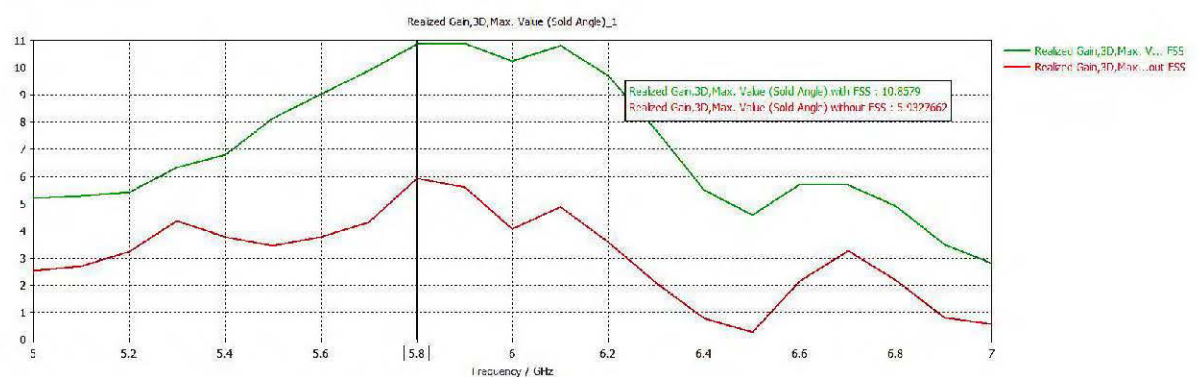


Figure 3.96 Gain réalisé de la structure avec polariseur quart d'onde dans les deux cas : avec et sans FSS

Le diagramme de rayonnement :

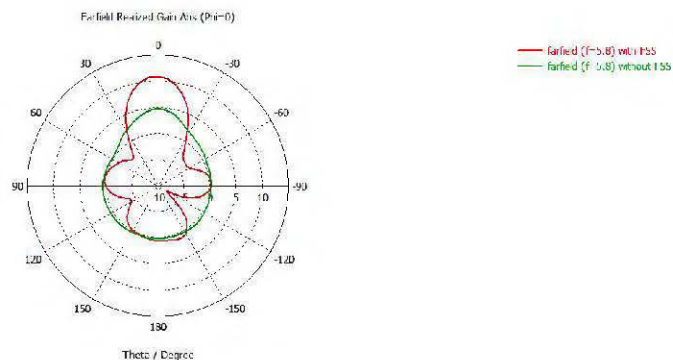


Figure 3.97 Diagramme de rayonnement de la structure avec polariseur quart d'onde dans les deux cas : (en vert) sans FSS (en rouge) avec FSS

Le gain a augmenté de 5 dBi et l'angle d'ouverture a rétréci de 11.5° (la directivité s'est améliorée)

Les lobes secondaires et inférieurs sont moins importants que la structure sans FSS et est plus symétriques, le rapport avant arrière est aussi très bon avec $FBR = 10.9 - (-0.51) = 11.41$ dBi.

Le rapport axial :

La bande passante du rapport axial en ajoutant le FSS a diminué de moitié par rapport à la structure sans FSS, mais celle-ci est symétrique à la fréquence de résonnance de 5.8 GHz (figure 3.98).

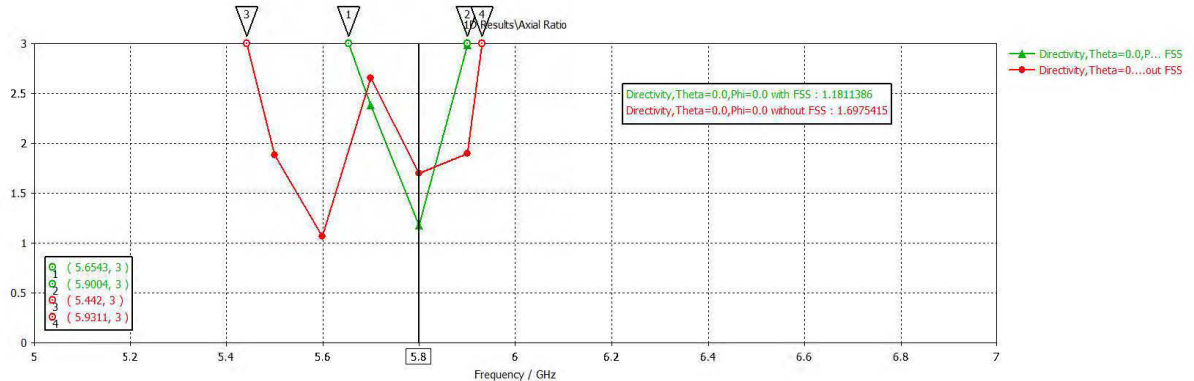


Figure 3.98 Rapport axial de la structure (en rouge) sans FSS, (en vert) avec FSS

Bp sans FSS= 489.1 MHz

Bp avec FSS= 246.1 MHz

$$\text{Taux} = 246.1 \times 100 / 489.1 = 50.3\%$$

On a une réduction de près de 50% de la bande passante du rapport axial. C'est le compromis à faire pour un très bon gain et cette réduction en bande passante est assez logique dû à l'ajout de la structure sélective en fréquence, qui, d'après sa fonction, agit sur une bande passante très sélective.

3.10 Conclusion

Dans ce troisième chapitre, on a proposé une antenne corporelle Off-Body, en se basant sur les meilleures structures et cellules proposées dans la littérature constituant les méta-matériaux tels que la structure AMC qui anime le rôle de réflecteur d'ondes électromagnétiques avec une sommation constructive à proximité du monopole et un rapport avant arrière FBR assez grand. Puis, on a rajouté la structure sélective en fréquence FSS comme focalisateur optique pour concentrer le flux d'énergie électromagnétique vers une direction donnée, on a pu obtenir un angle 3 dB étroit donc une bonne directivité et un haut gain réalisé de la structure totale. Finalement, on a introduit 3 types de polariseurs qui sont des matériaux biréfringents capables de transformer une polarisation linéaire en polarisation circulaire.

La simulation des antennes s'est effectuée avec des matériaux légers en optimisant l'épaisseur de la structure totale respectant ainsi le faible profile, faible coût et légèreté de la structure, tout en ayant de bonnes performances en termes d'adaptation d'impédance, de bande passante de gain réalisé, directivité de rapport avant arrière puis de rapport axial.

Dans le prochain chapitre, on simulera nos antenne corporelles sur un modèle de corps humain (phantom) afin de voir comment réagiront les caractéristiques étudiées, à proximité du corps humain, puis en parallèle, on réalisera les antennes corporelle et on passera aux mesures afin de comparer les résultats de mesures et de simulations dans les 2 cas : à l'air libre ou à proximité du corps humain.

CHAPITRE IV : Simulation sur model du corps humain Phantom, réalisation et mesure des prototypes d'antennes Off-Body

4.1 Introduction

On procédera à la simulation des 2 prototypes d'antennes corporelles (AMC 3x3 patch carré, monopole, FSS sans cellules) et (AMC 3x3 4 bras spirales, monopole, FSS 4x4 patch carrés) à polarisation linéaire sur le modèle du corps humain (SAM = Specific Anthropomorphic Mannequin) (Gustav) présent dans la librairie du logiciel de simulation CST Microwave Studio Suite. On comparera les résultats avec une antenne de référence formé d'un patch avec FSS sans cellules.

On réalisera par la suite les antennes au laboratoire et on mesurera certaines des caractéristiques afin de confirmer ou infirmer les résultats de simulations.

On procédera au même processus avec un exemple d'antenne avec polariseur pour la conversion de la polarisation linéaire à circulaire.

4.2 Simulation et réalisation de l'antenne de référence

L'antenne de référence consiste en un patch qui est naturellement directif munie d'une structure de superstrat FSS sans cellules. On compare les simulations faite en espace libre avec celle sur la portion de phantom voxel Gustav (poitrine) comme ci-dessous (Figure 4.1).

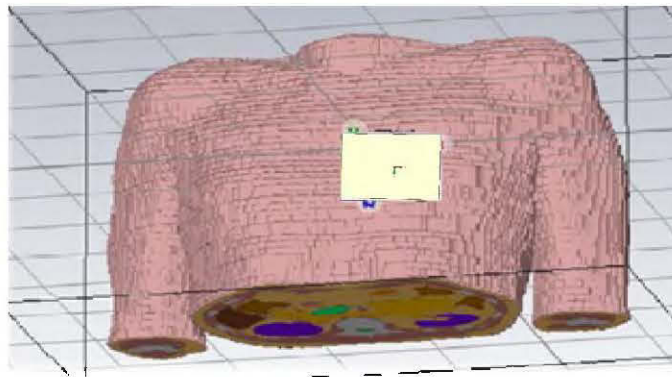
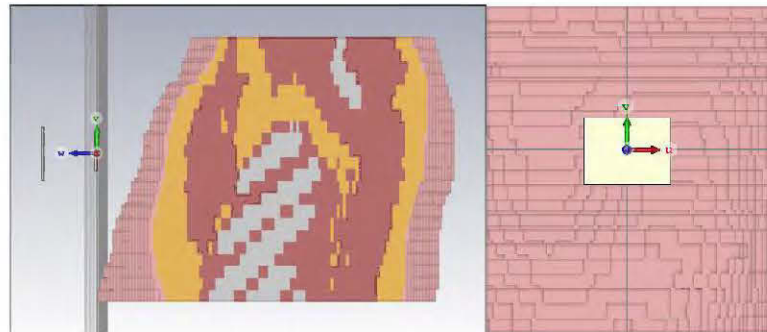


Figure 4.1 Représentation de l'antenne témoin sur le modèle Voxel

La simulation avec cette partie du corps demande 35.7 Go de RAM et plusieurs heures de simulations dépassant 24h. On se limite donc à une partie de la poitrine de 180x180 mm², ce dernier demande 6.4 Go de RAM, la simulation a pris 12h en

continue. On passe avec la RAM du serveur du laboratoire, le temps de simulation diminue à 3h.

L'antenne a été placée à 15 mm du corps humain en mesurant à partir du corps en projection orthogonale au milieu du patch (Figure 4.2).



a) Vue de profil

b) Vue de face

Figure 4.2 Représentation de l'antenne témoin sur la portion de phantom

Les résultats de la simulation sont donnés ci-dessous.

4.2.1 Coefficient de réflexion et bande passante

La (figure 4.3) montre la courbe du coefficient de réflexion de l'antenne conçue, dans l'espace libre et sur le modèle de tissu humain. Il est montré qu'une bande passante d'environ 443.6 MHz en espace libre et 440.7 MHz sur le phantom avec une bonne adaptation d'impédance à la fréquence de 5.8GHz sur le corps humain. Les courbes de coefficients de réflexion montrent également un bon accord entre les deux cas considérés avec notamment un déplacement de fréquence de 60 MHz vers les hautes fréquences dûe aux caractéristiques de pertes du model du corps humain.

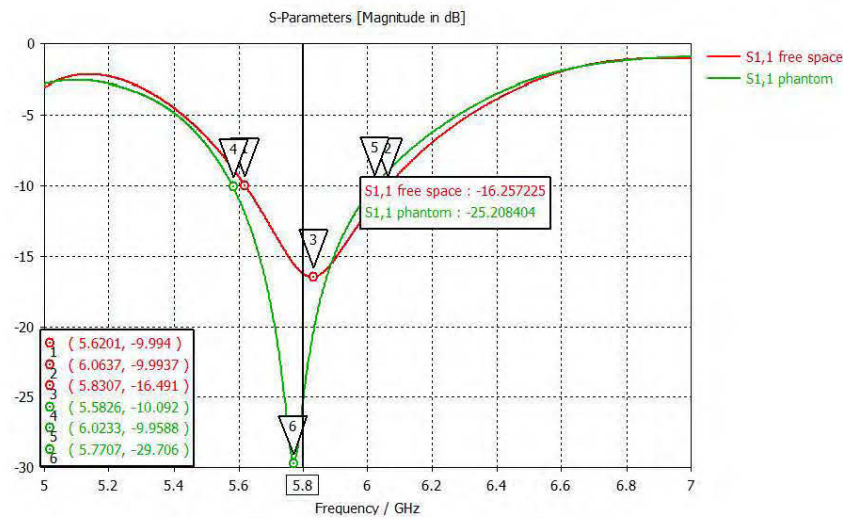


Figure 4.3 Coefficient de réflexion de l'antenne de référence dans l'espace libre et sur le phantom

4.2.2 Champ lointain directivité et rapport avant arrière FBR de la structure sur Phantom

Les simulations montre que le gain est bien conservé en posant l'antenne sur le corps humain et un gain de $G_r = 8.62$ dBi est obtenu, le rapport avant arrière est aussi très bon d'après (Figure 4.4),

$$\text{FBR} = 8.62 - (-15.94) = 24.56 \text{ dBi}$$

On constate également que la structure proposée atteint une directivité avec un angle 3 dB de 43.1° .

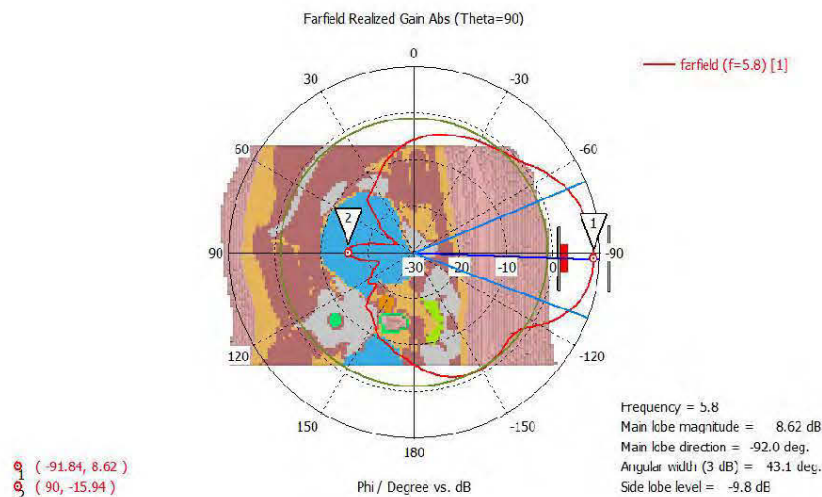


Figure 4.4 Gain réalisé, directivité et rapport avant arrière de l'antenne de référence sur phantom

4.2.3 Le gain de la structure sur phantom

Les simulations montrent que le gain réalisé dans le cas de l'espace libre est comparable à ce simulé avec le modèle fantôme. Un gain de 8.58 dBi est obtenu à la fréquence souhaitée de 5,8 GHz. Une diminution de 0.29 dBi a été obtenue par rapport à l'antenne en espace libre (Figure 4.5).

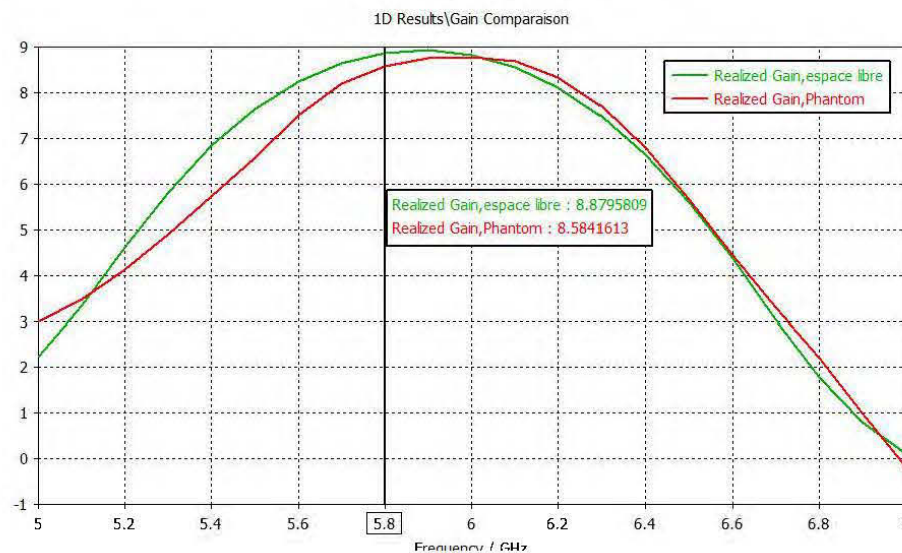


Figure 4.5 Gain simulé de l'antenne proposée, de l'antenne AMC Off-Body sans superstrat et du patch avec superstrat

4.2.4 Réalisation de l'antenne référence

La structure a été conçue avec les matériaux TMM (matériaux micro-ondes thermosensibles) dont certains diélectriques et épaisseurs sont présents en échantillons gratuits sur Rogers Corporation.

La structure du patch est réalisée avec le substrat TMM4 $\epsilon_r = 4.5$, épaisseur = 1.524 mm avec plan de masse.

La structure du FSS sans cellules est réalisée avec le substrat TMM13i $\epsilon_r = 12.85$, épaisseur = 1.27 mm.

Les couches sont tenues entre elles avec des tiges en bois isolantes, aux extrémités des structures, laissant ainsi l'air libre $\epsilon_r = 1$ entre les structures afin de s'accommoder aux simulations faite par CST Studio Suite.

L'épaisseur totale de l'antenne est de 36.89 mm. (Figure 4.6).

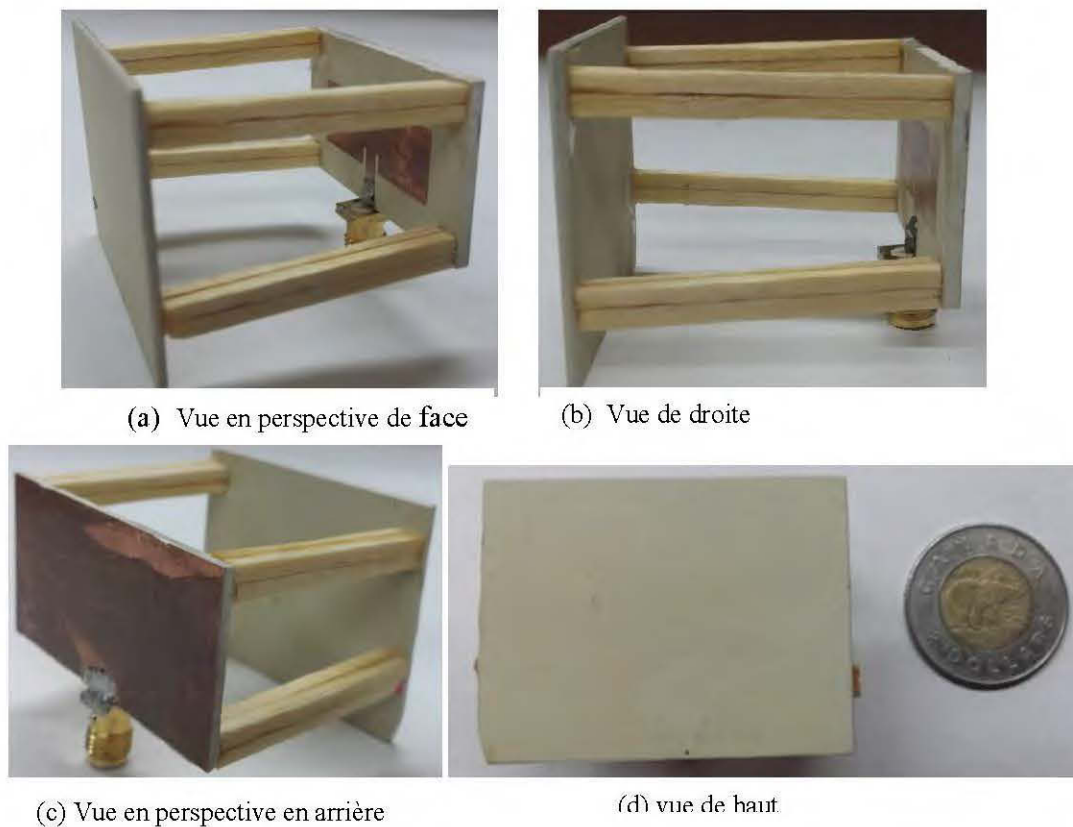


Figure 4.6 Photographie de l'antenne témoin par 4 différents angles de vue

Les résultats de mesures sont ci-joints :

4.2.4.1 Coefficient de réflexion

Le graphe suivant montre la comparaison entre les résultats de simulations et de mesures du coefficient de réflexion de l'antenne de référence dans les 2 cas en espace libre et sur le corps humain (Figure 4.7).

On remarque bien que dans ce cas, le coefficient de réflexion reste inchangé aussi bien en proximité du corps humain qu'en espace libre (avec néanmoins un léger shift de fréquence de 60 MHz dans le cas de simulations et un autre 60 MHz dans le cas de mesures).

Le patch qui est muni d'un plan de masse est naturellement directif mais il est partiellement immunisé contre les propriétés du corps humain.

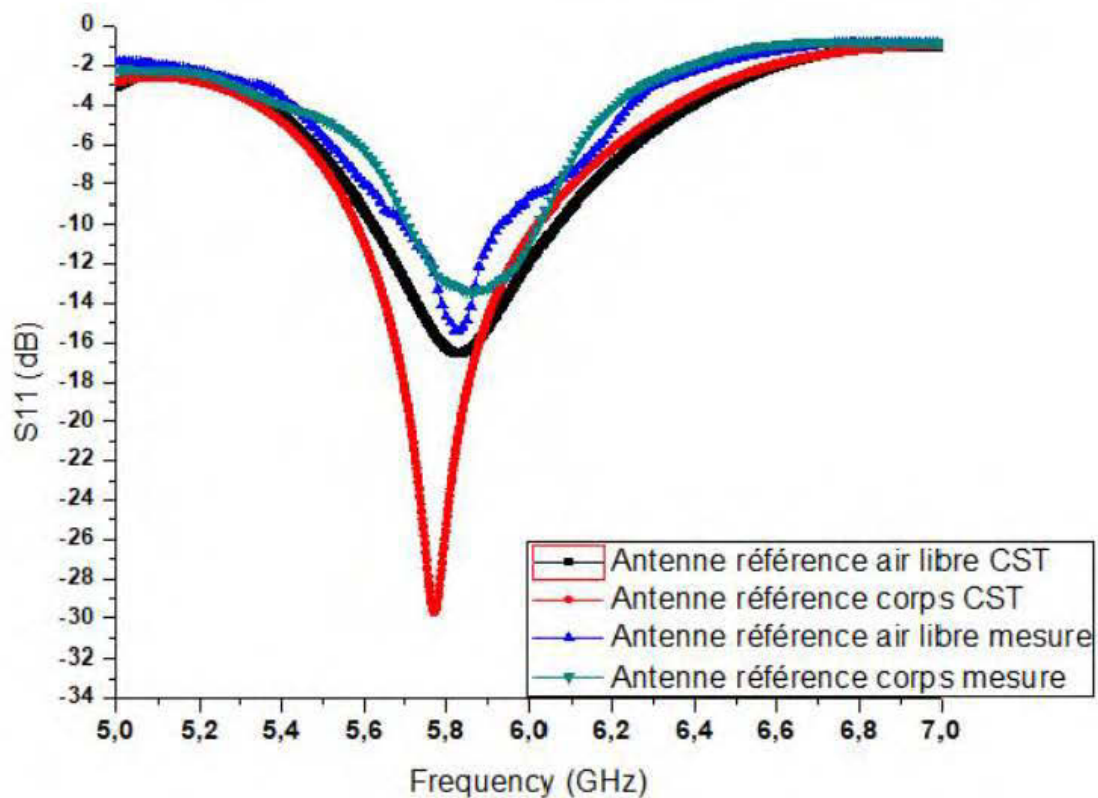


Figure 4.7 Comparaison entre les résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne référence en espace libre et sur le corps humain.

4.2.4.2 Le diagramme de rayonnement

La (figure 4.8) montre le diagramme de rayonnement de l'antenne de référence dans les 2 cas de mesures en espace libre (courbe jaune) et sur le corps humain (courbe verte),

Les mesures ont été faites avec le système LAB VOLT et on trace le diagramme de rayonnement avec le logiciel (LVDAM-ANT) (figure 4.8).

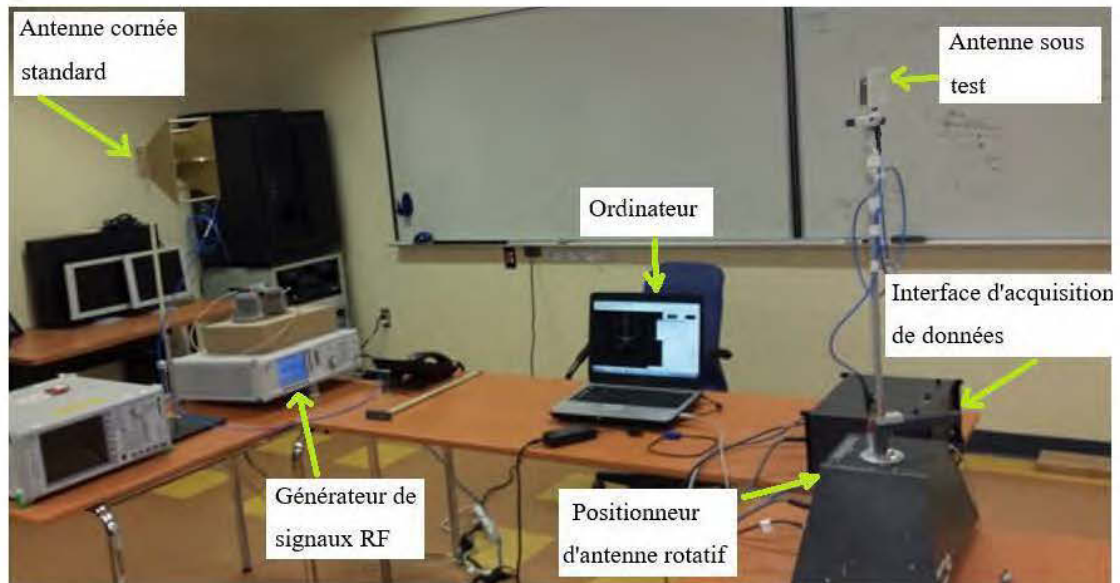


Figure 4.8 Photographie du système de mesure LAB-VOLT

On remarque que dans le cas du corps humain le lobe supérieur diminue de 3 dBi que dans l'espace libre. Pour les lobes inférieurs, on remarque une nette diminution de 10 dBi lors de la mesure sur le corps humain par rapport à l'espace libre montrant un effet de répulsion des ondes EM en présence du corps humain,

Le calcul du rapport avant arrière quant à lui mesure la différence du gain émis en avant de la structure par rapport au gain émis en arrière dans l'espace libre. La (Figure 4.9) montre un FBR (mesures) = $-1 - (-7) = 6$ dBi,

Le FBR simulé est égal à : FBR (simulations) = 10.81 dBi

On remarque bien que les résultats de mesures sont en bon accord avec la simulation dans la limite des erreurs commises. $\Delta \text{FBR} = (\text{FBR (simulations)} - \text{FBR (mesures)}) / \text{FBR (simulations)} = (10.81 - 6) / 10.81 = 44.5 \%$ ce qui représente une valeur assez importante due à la faible immunité que propose le patch.

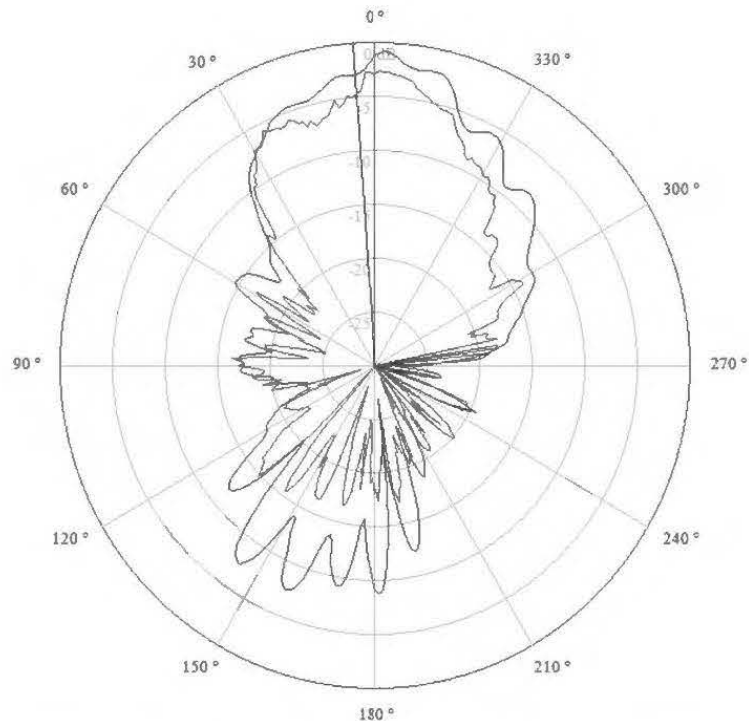


Figure 4.9 Mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne témoin en espace libre : courbe noire, sur le corps humain : courbe grise

4.2.4.3 Protocole de mesure du débit d'absorption spécifique (DAS)

Les niveaux du DAS doivent être inférieurs à ceux donnés par la réglementation [76] qui stipule que la valeur du DAS ne doit pas être supérieure que 1.6 W/Kg moyenné sur 1 g de tissu. Il est donc primordial de connaître les niveaux de rayonnement absorbé par le corps humain pour nos antennes corporelles fonctionnant en émission. En effet, si ces antennes se trouvent à proximité du corps humain, il va y avoir interaction, et même absorption d'énergie dans ce dernier. Pour quantifier et mesurer cette absorption, nous devons faire la mesure de Débit d'Absorption Spécifique DAS dans la bande de fréquence d'étude par la méthode de mesure de champs électriques dans un fantôme liquide. Ce liquide sera choisi en fonction de la bande de fréquence à caractériser.

Dans ce mémoire, à cause de l'absence du banc de mesure du DAS au laboratoire, on ne fera que décrire le protocole de mesure du DAS et on se tiendra à la valeur du DAS simulée.

L'estimation du DAS local consiste en la mesure des champs électriques dans un liquide fantôme créés par la présence d'une antenne à sa proximité. Elle aura pour expression [77]:

$$\text{Avec :} \quad DAS = \frac{\sigma E^2}{\rho} \quad (4.1)$$

σ : la conductivité des tissus humain,

ρ : la densité volumique du corps humain,

E : le champ électrique.

L'antenne est mise à proximité d'un bac rempli d'un liquide fantôme qui possède les caractéristiques diélectriques ϵ_r et σ (S/m) à la fréquence d'étude. La densité de volume du tissu humain ρ est de 945 kg/m³.

Le plan de masse de l'antenne positionné au centre du bac contenant le liquide, est espacé de 2 mm de ce dernier (Figure 4.10). L'antenne est alimentée en entrée du coupleur de fréquence 5.8 GHz et de puissance 1W. Ensuite, un bras robotisé avec une sonde électrique 3 axes en son extrémité, va parcourir la globalité du volume du bac qui est rempli du liquide fantôme reproduisant l'équivalence du corps humain. Dans un premier temps, la sonde parcourt une première fois le bac pour estimer la position du maximum du champ électrique. Par la suite, la zone du maximum de champ électrique sera affinée. A la fin de la mesure, un algorithme calculera le DAS maximal de l'antenne, moyenné sur 10 g et 1 g de tissus [14].

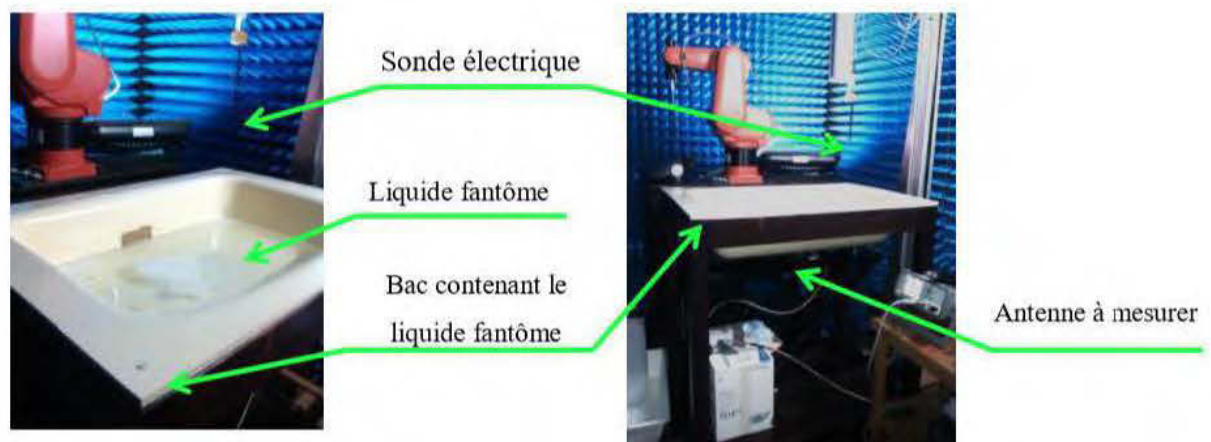


FIGURE 4.10 Banc de mesure de Débit d'Absorption Spécifique [14]

Les résultats de simulation du DAS avec le logiciel de simulation CST donne la valeur Maximale qui puisse être absorbée par le corps humain de $DAS_{max} = 0.067 \text{ W/Kg}$ qui est inférieure de 23 fois par rapport au niveau supérieur qui ne doit être dépassé par la réglementation qui est de 1.6 W/Kg (Figure 4.11).

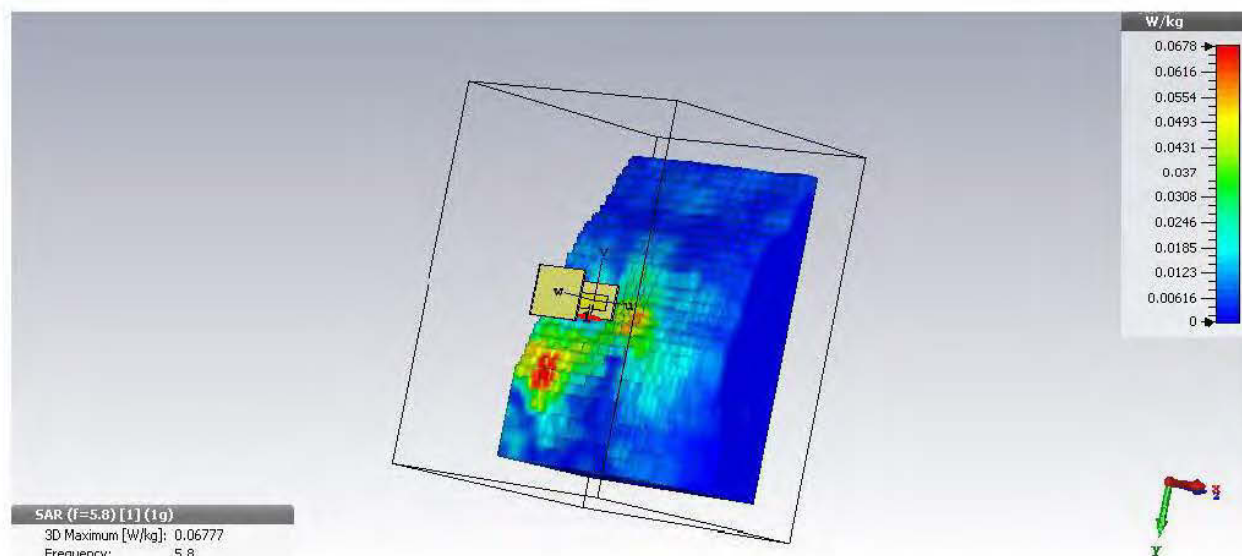


Figure 4.11 Taux d'absorption spécifique simulée pour l'antenne témoin

Remarque : pour le prototype I et II ainsi que le prototype à polarisation circulaire dans la suite de ce chapitre, on procède avec les mêmes étapes de simulation dans le vide et sur le corps humain puis la comparaison des caractéristiques avec les mesures dans le vide et sur le corps humain.

4.3 Simulation et réalisation du prototype I sur le modèle du corps humain

Avant d'introduire le prototype I, on montre tout d'abord que le monopole planaire (4.12), à lui seul, ne peut être intégrable au corps humain.



Figure 4.12 Photographie du monopole planaire par 3 différents angles de vue

On mesure le coefficient de réflexion de l'antenne monopole dans le vide et sur le corps humain (figure 4.13).

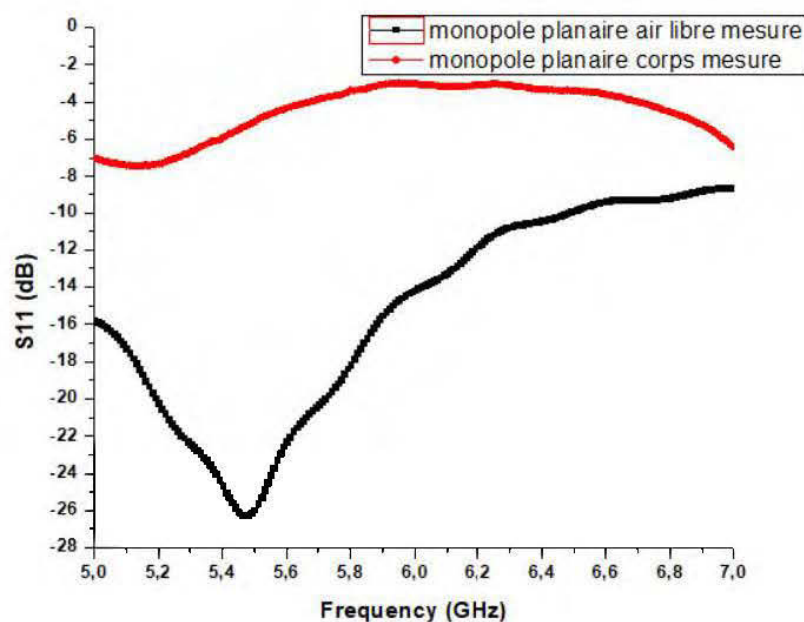


Figure 4.13 Comparaison entre les résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion S11 de l'antenne référence en espace libre et sur le corps humain.

On remarque bien que dans le vide, l'antenne monopole a une bonne adaptation d'impédance ainsi qu'une large bande passante et rayonne à la fréquence de résonance de 5.5 GHz. Une fois à proximité du corps humain, l'antenne monopole perd toute son adaptation d'impédance due notamment aux interférences destructives ainsi qu'aux propriétés diélectriques du corps humain.

Le premier prototype étudié est l'antenne corporelle (AMC 3x3 patch carrés + monopole + FSS superstrate sans cellules). Après les simulations en espace libre, on refait les simulations à 15 mm sur le phantom voxel Gustav (poitrine).

4.3.1 Coefficient de réflexion et bande passante

La (figure 4.14) montre la courbe du coefficient de réflexion de l'antenne conçue, dans l'espace libre et sur le modèle de tissu humain. Il est montré qu'une bande passante d'environ 1 GHz est atteinte dans les deux scénarios avec une bonne adaptation d'impédance $S_{11} = -15.89$ dB à la fréquence de 5.8GHz sur le corps humain. Les courbes de coefficients de réflexion montrent également un bon accord entre les deux cas considérés.

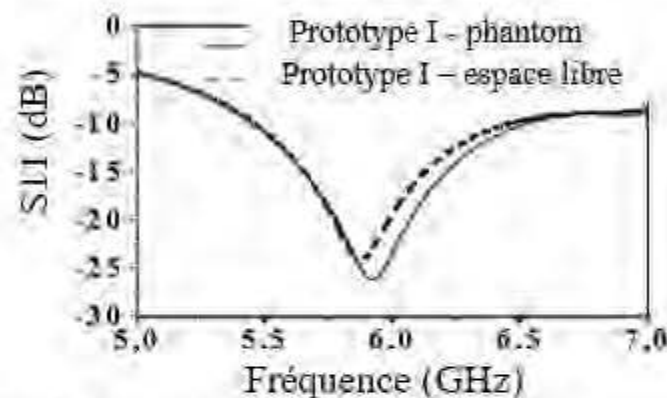


Figure 4.14 Coefficient de réflexion du prototype I dans l'espace libre et sur le phantom

4.3.2 Champ lointain, directivité et rapport avant arrière FBR de la structure sur Phantom

Les simulations montrent que le gain est bien conservé en posant l'antenne sur le corps humain et admet un gain de $G_r = 10.1$ dBi, le rapport avant arrière est aussi très bon d'après (Figure 4.14),

$$FBR = 10.2 - (-13.42) = 22.62 \text{ dBi}$$

On trouve également que la conception proposée atteint une directivité élevée avec un angle 3 dB de 41° .

En somme, un bon isolement du corps est assuré.

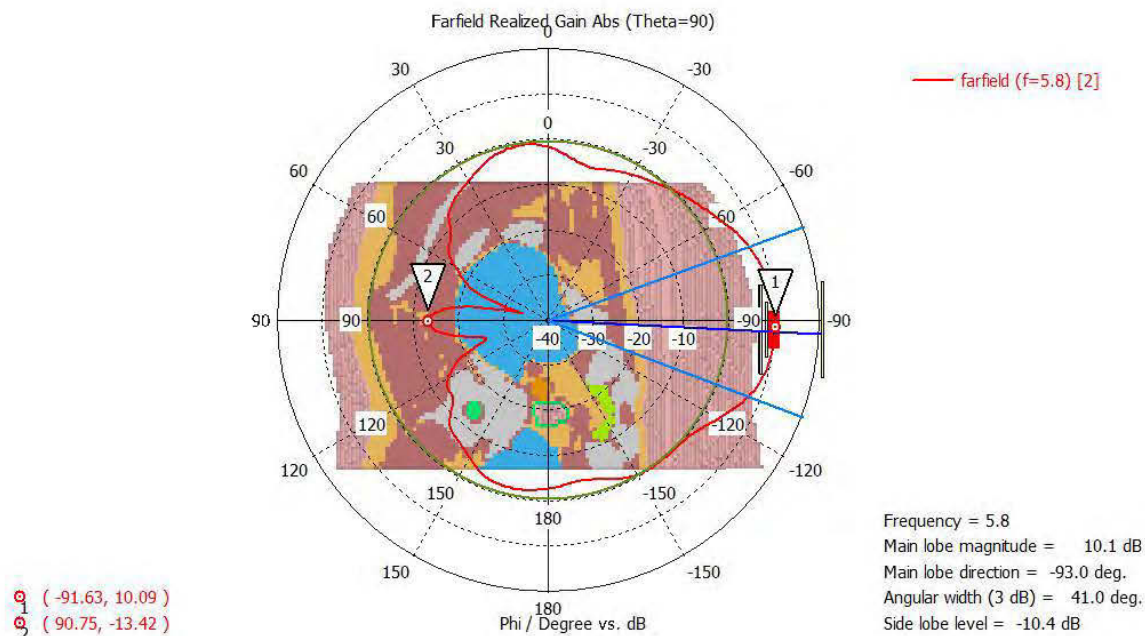


Figure 4.15 Gain réalisé, directivité et rapport avant arrière du prototype I sur phantom

4.3.3 Le gain de la structure sur phantom

Les simulations montrent que le gain réalisé dans le cas de l'espace libre est comparable à celui simulé avec le modèle fantôme. Un gain de 10.1 dBi est obtenu à la fréquence souhaitée de 5,8 GHz. Une amélioration de 1,34 dBi a été obtenue par rapport à l'antenne AMC Off-Body sans superstrat et de 2,83 dBi par rapport à l'antenne témoin (patch simple avec superstrat sans cellules) (Figure 4.16).

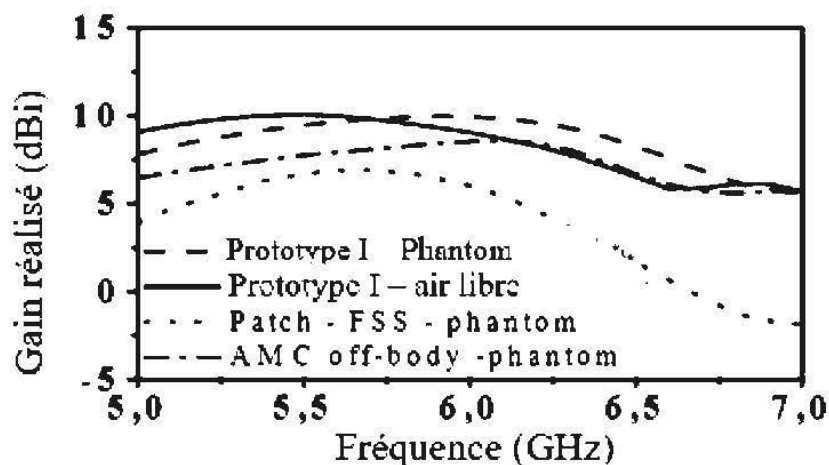


Figure 4.16 Gain simulé de l'antenne proposée, de l'antenne AMC Off-Body sans superstrat et du patch avec superstrat

4.3.4 Réalisation de l'antenne du Prototype I

La structure AMC est réalisée avec le substrat TMM4 $\epsilon_r = 4.5$, épaisseur = 1.524 mm avec plan de masse.

La structure du monopole est réalisée avec le substrat TMM4 $\epsilon_r = 4.5$, épaisseur = 1.524 mm.

La structure du FSS sans cellules est réalisée avec le substrat TMM13i $\epsilon_r = 12.85$, épaisseur = 1.27 mm.

Les couches sont tenues entre elles avec des tiges en bois isolantes, aux extrémités des structures, laissant ainsi l'air libre $\epsilon_r = 1$ entre les structures afin de s'accommoder aux simulations faite par CST Studio Suite.

L'épaisseur totale de l'antenne est de 35.2 mm. (Figure 4.17).

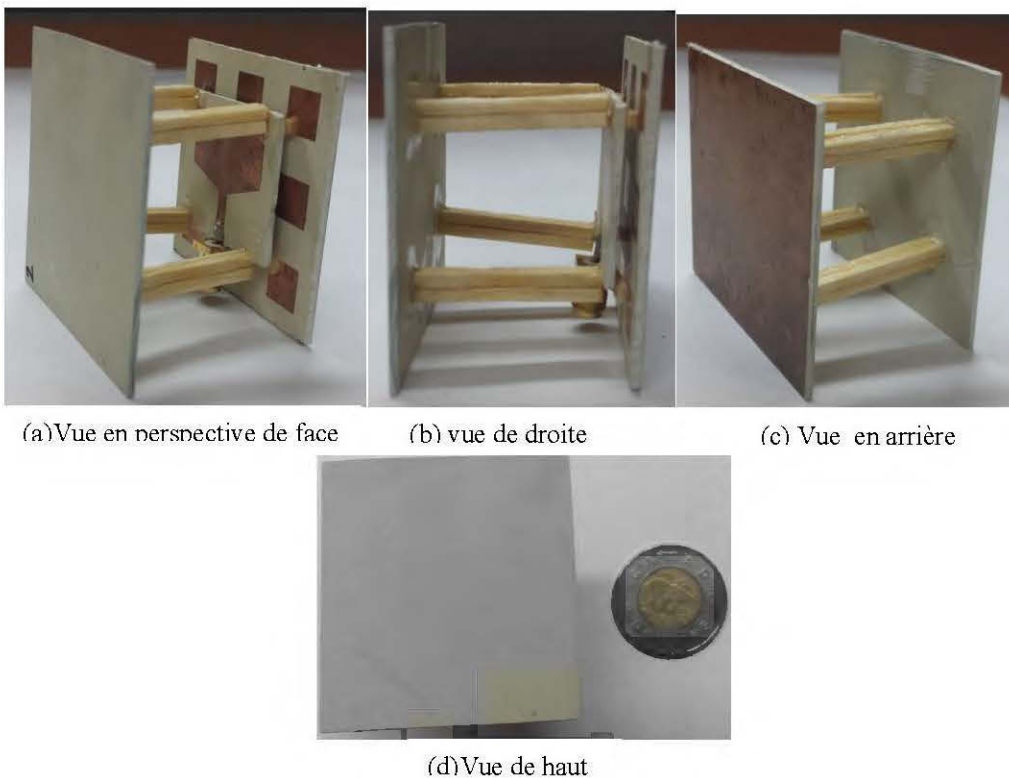


Figure 4.17 Photographie du prototype I par 4 différents angles de vue

4.3.4.1 Coefficient de réflexion

Le graphe suivant montre la comparaison entre les résultats de simulations et de mesures du coefficient de réflexion de l'antenne (AMC 3x3 patchs carrés, monopôle, FSS sans cellules) dans les 2 cas en espace libre et sur le corps humain (Figure 4.18).

On remarque bien que dans le cas de mesure ou de simulation, le coefficient de réflexion reste inchangé aussi bien en proximité du corps humain qu'en espace libre.

Donc, la structure AMC a bien isolé l'antenne corporelle des pertes diélectriques du corps et a joué le rôle d'une armure entre le corps et l'antenne. Les résultats de mesures sont donc en très bon accord avec les simulations.

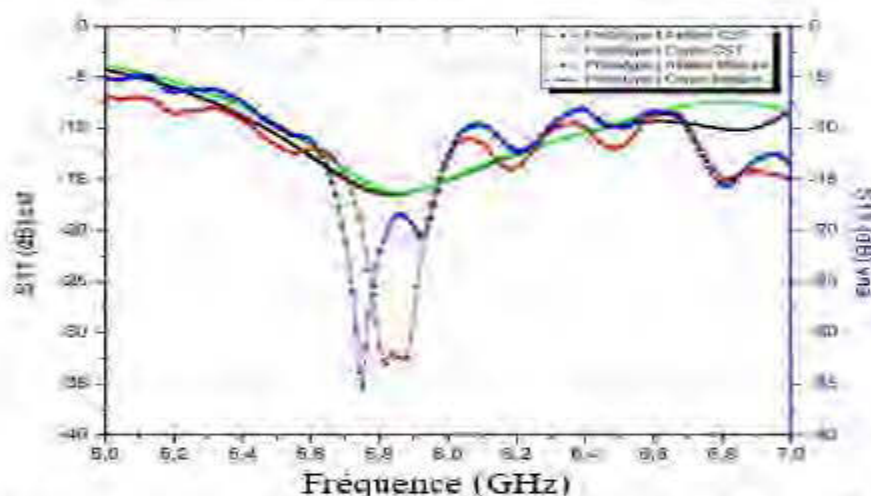


Figure 4.18 Comparaison entre les résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne AMC 3x3 patchs carrés + monopôle + FSS sans cellules en espace libre et sur le corps humain.

4.3.4.2 Le diagramme de rayonnement

La (figure 4.19) montre le diagramme de rayonnement de l'antenne AMC 3x3 patchs carrés + monopôle + FSS sans cellules dans les 2 cas de mesures en espace libre (courbe grise) et sur le corps humain (courbe noire),

On remarque que dans les 2 cas sur le corps humain et l'espace libre, le lobe supérieur est invariable, quant' aux lobes inférieurs, on remarque une nette diminution de 5 dBi lors de la mesure sur le corps humain par rapport à l'espace libre montrant un effet de répulsion des ondes EM en présence du corps humain.

Le calcul du rapport avant arrière quant à lui mesure la différence du gain émis en avant de la structure par rapport au gain émis en arrière dans l'espace libre, la (Figure 4.19) montre un $FBR(\text{mesures}) = -2 - (-9.5) = 7.5 \text{ dBi}$.

Le FBR simulé par le logiciel CST Studio Suite est égal à : $FBR(\text{simulations}) = 8.72 \text{ dBi}$.

On remarque bien que les résultats de mesures sont en bon accord avec la simulation dans la limite des erreurs commises. $\Delta FBR = (FBR(\text{simulations}) - FBR(\text{mesures})) / FBR(\text{simulations}) = (8.72 - 7.5) / 8.72 = 13.9 \%$

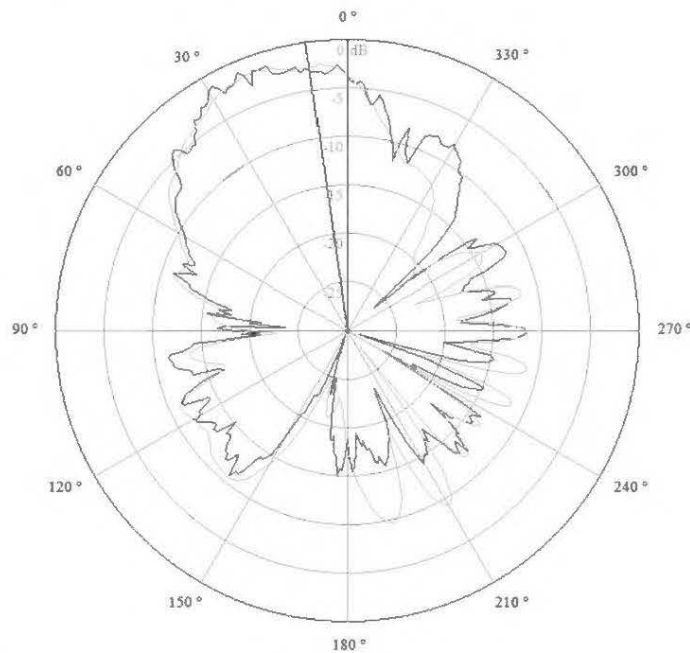


Figure 4.19 Mesure du diagramme de rayonnement du prototype I en espace libre : courbe grise, sur le corps humain : courbe noire

4.3.4.3 Mesure du Débit d'absorption spécifique (DAS)

Les résultats de simulation du DAS avec le logiciel de simulation CST donne la valeur Maximale qui puisse être absorbée par le corps humain de : $DAS_{\text{max}} = 0.186 \text{ W/Kg}$ qui est inférieur de 8.60 fois par rapport au niveau supérieur qui ne doit être dépassé par la réglementation qui est de 1.6 W/Kg (Figure 4.20).

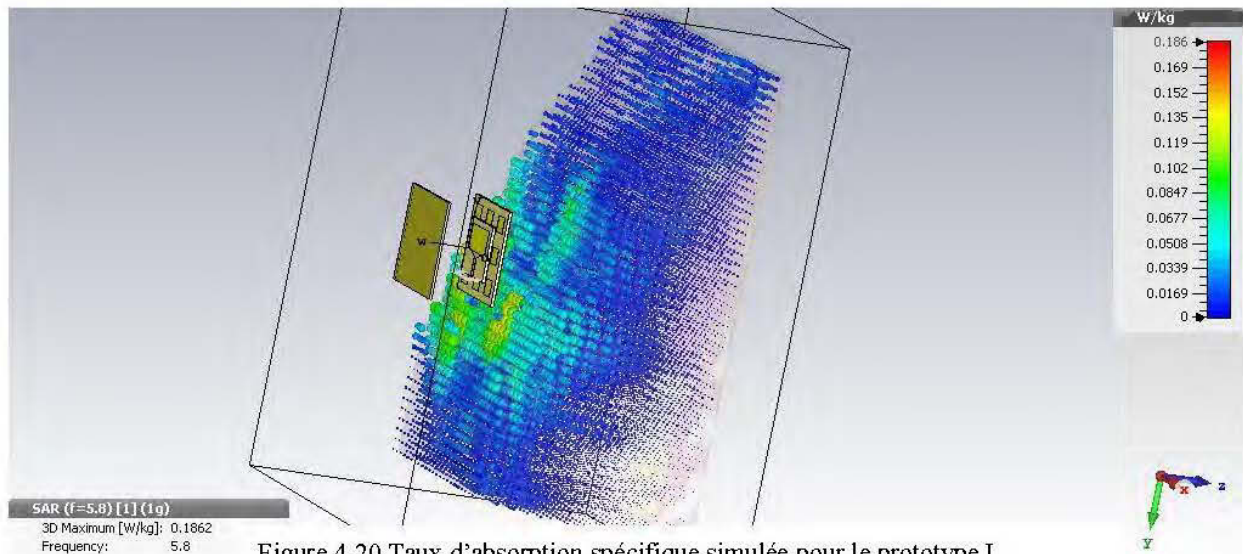


Figure 4.20 Taux d'absorption spécifique simulée pour le prototype I

4.4 Simulation et réalisation du prototype II sur le modèle du corps humain

Le second prototype étudié est l'antenne corporelle (AMC 3x3 4 bras spirales+ monopole + FSS 4x4 patchs carrées superstrate). On refait les simulations sur le phantom voxel Gustav (poitrine) et on les compare aux simulations en espace libre.

4.4.1 Coefficient de réflexion et bande passante

La figure (4.21) illustre le tracé du coefficient de réflexion de la nouvelle antenne conçue dans l'espace libre et sur le modèle du tissu humain. Il est montré qu'une bande passante d'au moins 1,5 GHz est atteinte dans les deux scénarios. On peut voir aussi qu'un décalage de fréquence de 90 MHz est observé sur le corps humain, principalement en raison des caractéristiques de perte de tissu humain.

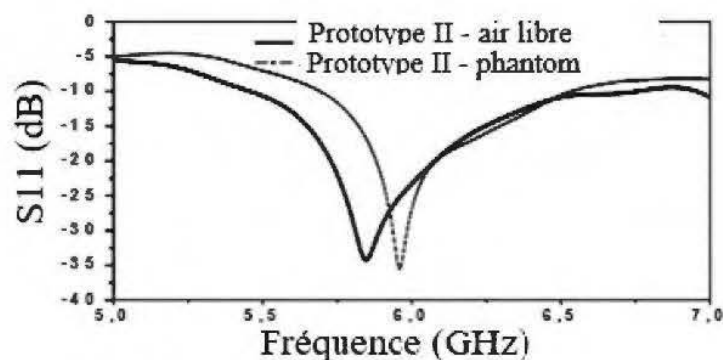


Figure 4.21 Coefficient de réflexion du prototype II dans l'espace libre et sur le phantom

4.4.2 Champ lointain directivité et rapport avant arrière FBR du prototype II sur Phantom

Les simulations montrent qu'en posant l'antenne sur le corps humain à 15 mm, les caractéristiques de l'antenne sont améliorées, et admet un gain variant de $G_r = 11.9$ dBi à 12.1 dBi, le rapport avant arrière est aussi très bon d'après (Figure 4.22),

$FBR = 12.1 - (-7.065) = 19.165$ dBi et le FBR en espace libre était de : 11.97 dBi, ce qui montre que le corps humain améliore le rapport avant arrière de l'antenne,

On trouve également que la conception proposée atteint une bonne directivité avec un angle 3 dB de 40.7°

En somme, un bon isolement du corps est assuré.

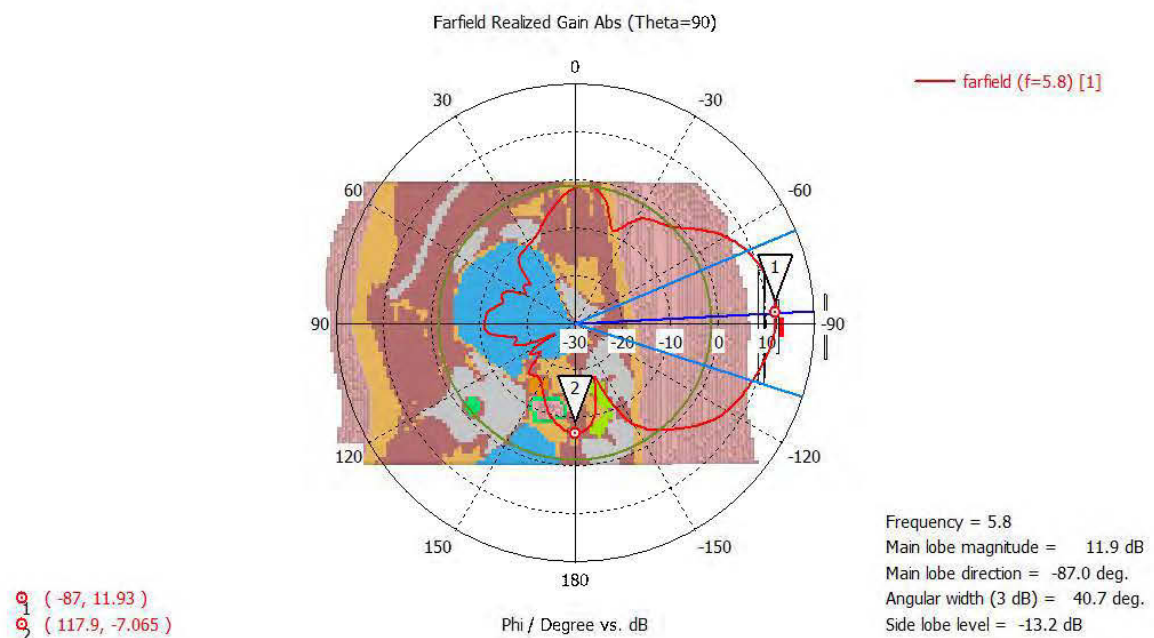


Figure 4.22 Gain réalisé, directivité et rapport avant arrière du prototype II sur phantom

4.4.3 Le gain du prototype II sur phantom

La (Figure 4.23) indique que le gain réalisé dans le modèle fantôme est légèrement plus élevé que dans le cas de l'espace libre. Ceci est dû à la structure de l'AMC, qui, combinée avec le corps humain, forme un bon bouclier électromagnétique projetant le rayonnement hors du corps. Un gain de 12,13 dBi est obtenu dans la bande de fréquence

souhaitée de 5,8 GHz et une amélioration de 2,03 dBi a été obtenue par rapport au prototype I.

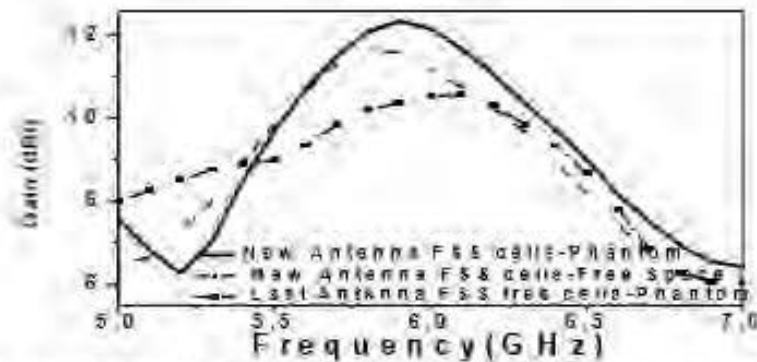


Figure 4.23 Gain simulé du prototype II en espace libre et sur le corps humain et la comparaison avec le prototype I

4.4.4 Réalisation de l'antenne du Prototype II

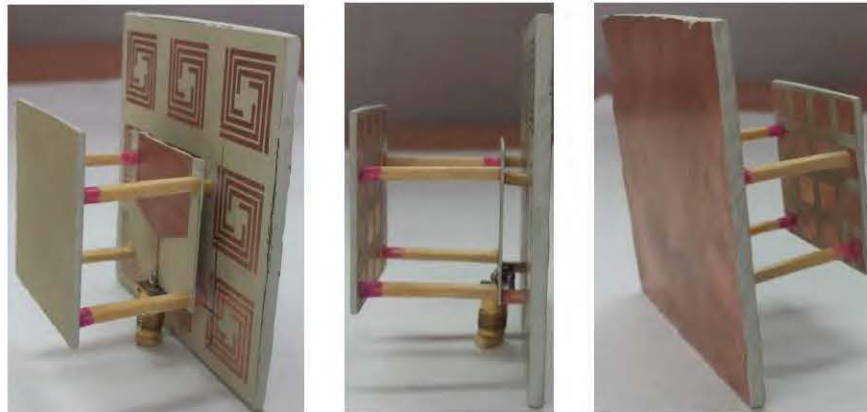
La structure a été conçue avec les matériaux TMM (matériaux micro-ondes thermodurcissables). La structure AMC est réalisée avec le substrat TMM4 $\epsilon_r = 4.5$, épaisseur = 2.54 mm avec plan de masse.

La structure du monopole est réalisée avec le substrat TMM4 $\epsilon_r = 4.5$, épaisseur = 0.508 mm.

La structure du FSS avec 4x4 patchs carrés du côté inférieur est réalisée avec le substrat TMM13i $\epsilon_r = 12.85$ (F/m), épaisseur = 1.27 mm.

Les couches sont tenues entre elles avec des tiges en bois isolantes, aux extrémités des structures, laissant ainsi l'air libre $\epsilon_r = 1$ entre les structures afin de s'accommoder aux simulations faite par le logiciel CST.

L'épaisseur totale de l'antenne est de 32.2 mm soit 3mm de moins que le prototype I (Figure 4.24).



(a) Vue en perspective de face (b) vue de droite (c) Vue en perspective en arrière



(d) vue de haut

Figure 4.24 Photographie de l'antenne réalisée II par 4 différents angles de vue

4.4.4.1 Coefficient de réflexion

Le graphe suivant montre la comparaison entre les résultats de simulations et de mesures du coefficient de réflexion de l'antenne (AMC 3x3 4 bras spirales, monopole, FSS 4x4 patchs carrés) dans les 2 cas en espace libre et sur le corps humain, (Figure 4.25).

On remarque bien une concordance entre les mesures des coefficients de réflexion dans le cas de l'air libre et à proximité du corps à la fréquence de 5.8 GHz. Il y'a aussi la présence d'autres fréquences de résonnances qui ont été enregistrée, cela peut venir aux harmoniques multiples de la fréquence de résonnance ou bien des réflexions multiples sur les murs. On note tout de même une large bande passante supérieure à celle de la simulation.

La structure AMC a bien isolé l'antenne corporelle des pertes diélectriques du corps et a joué le rôle d'une armure entre le corps et l'antenne, les résultats de mesures sont donc en très bon accord avec la simulation.

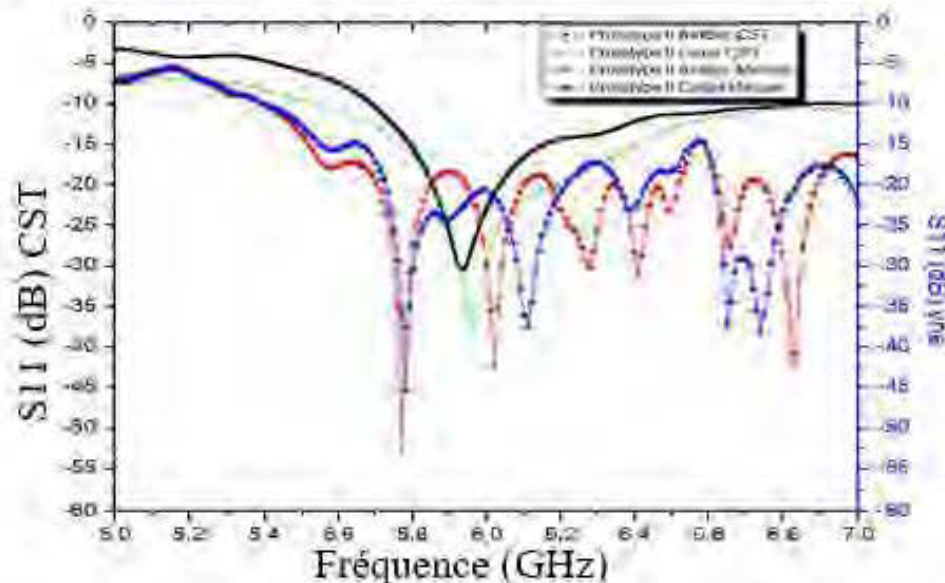


Figure 4.25 Comparaison entre les résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne AMC 3x3 4 bras spirales + monopole + FSS 4x4 patches carrés en espace libre et sur le corps humain.

4.4.4.2 Le diagramme de rayonnement

La (Figure 4.26) montre le diagramme de rayonnement de l'antenne AMC 3x3 4 bras spirales + monopole + FSS 4x4 patch carrés en espace libre.

On remarque que dans les 2 cas, en espace libre et sur le corps humain (pas montré ici), le lobe supérieur est invariable, quant aux lobes inférieurs, on a remarqué une nette diminution de 3 dBi lors de la mesure sur le corps humain par rapport à l'espace libre montrant un effet de répulsion des ondes EM en présence du corps humain,

Le calcul du rapport avant arrière quant à lui (Figure 4.26) montre un FBR (mesures) = $-9 - (-20) = 11$ dB.

Le FBR simulé par le logiciel CST Studio Suite est égal à : FBR (simulations) = 11,97 dB. On remarque bien que les résultats de mesures sont en accord avec ceux de la simulation dans la limite des erreurs commises, $\Delta \text{FBR} = (\text{FBR (simulations)} - \text{FBR (mesures)}) / \text{FBR (simulations)} = 8,10 \%$

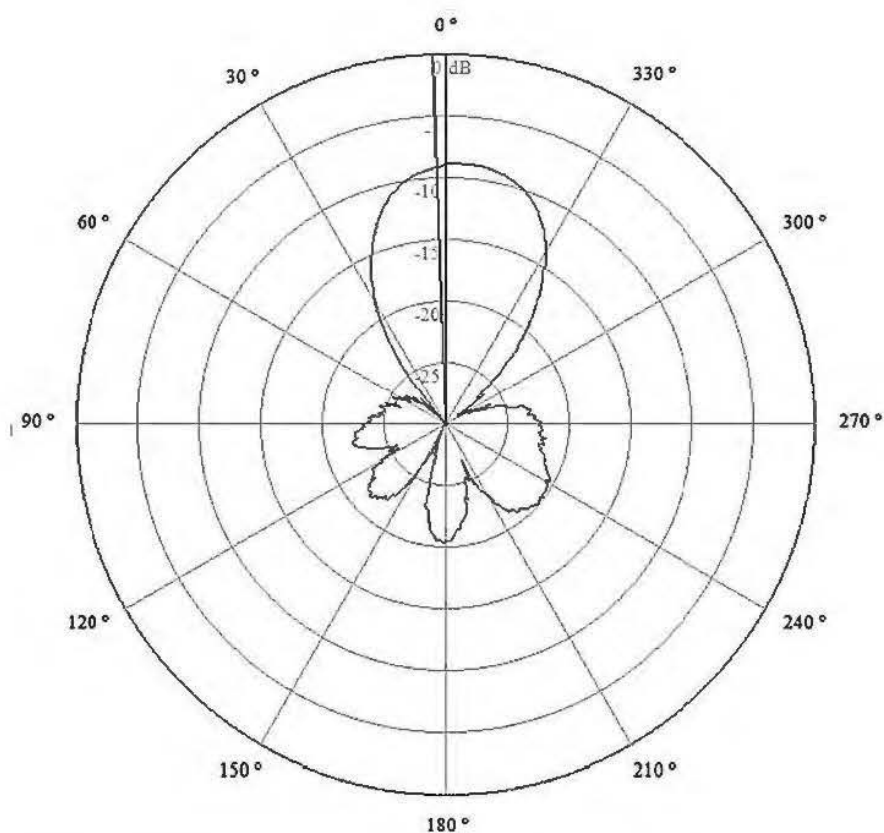


Figure 4.26 Mesure du diagramme de rayonnement du prototype II en espace libre : courbe noire

4.4.4.3 Protocole de mesure du Débit d'absorption spécifique (DAS) (SAR)

Tout comme pour le prototype I, on se basera sur le DAS simulé pour déterminer la quantité d'énergie absorbée par le corps humain (Figure 4.27).

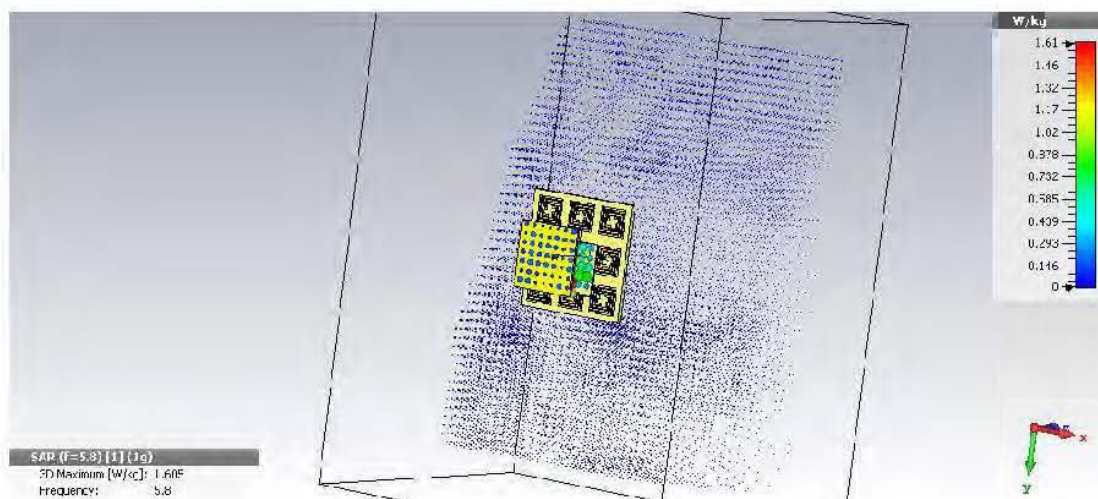


Figure 4.27 Le taux d'absorption spécifique du prototype II sur le modèle du corps humain

D'après la (Figure 4.27) on remarque bien que le $DAS = 1.6 \text{ W/Kg}$, ce qui est égale à la valeur supérieure autorisée.

4.4.4.4 Comparaison des résultats

Structure	S11 (dB)	BP (MHz)	Gr (dBi)	FBR (dBi)	Dir (°)	SAR (W/Kg)
Référence	-16.25	120.44	8.58	10.81	43.1	0.067
Prototype 1	-15.89	917.2	10.2	22.62	41	0.186
Prototype 2	-16.27	> 1500	12.06	19.165	40.7	1.6

Tableau 3.5 Comparaison des caractéristiques de l'antenne référence du prototype I et II

Conclusion :

On remarque bien que les performances du prototype II sont de loin plus attrayantes que le prototype I ou bien celle de référence, aussi bien en termes de largeur de bande passante qu'en termes de gain et de directivité, le rapport avant arrière reste acceptable. Cette deuxième antenne est une très bonne candidate pour être intégrable autant qu'antenne corporelle à polarisation linéaire sur la combinaison des mineurs.

4.5 Simulation et réalisation du prototype avec polariseur sur le modèle du corps humain

Dans cette section on réalisera le prototype d'antenne corporelle (AMC 3x3 4 bras spirales, monopole, polariseur 3x3 quart d'onde). On refait les simulations à 15 mm sur le phantom voxel Gustav (poitrine) et on les compare aux simulations en espace libre, comme montré ci-dessous (Figure 4.28):

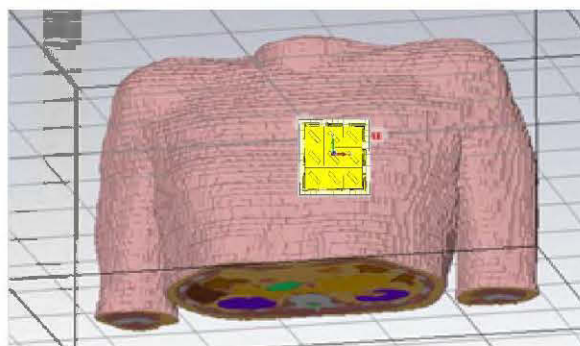


Figure 4.28 Représentation du prototype polariseur quart d'onde sur le modèle Voxel

4.5.1

La figure (4.29) illustre la courbe de coefficient de réflexion de la nouvelle antenne conçue dans l'espace libre et sur le modèle du tissu humain. Il est montré qu'une bande passante d'au moins 86.6 MHz est atteinte en espace libre. Cette bande passante devient 199.8 MHz une fois sur le corps humain, principalement en raison des caractéristiques du tissu humain.

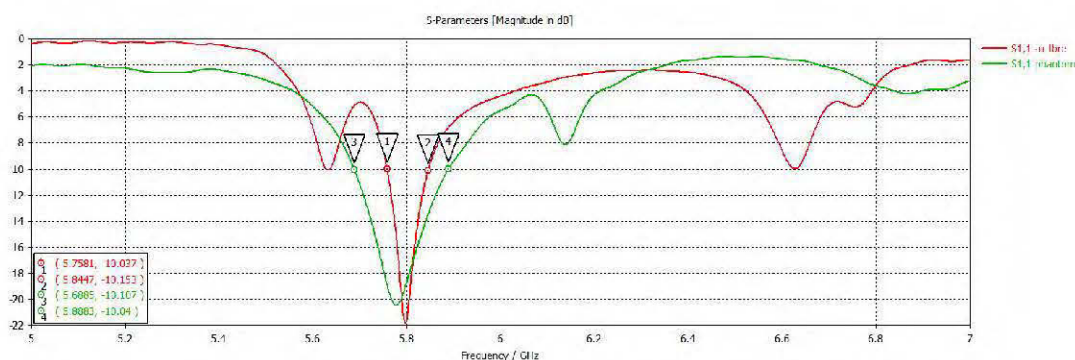


Figure 4.29 Coefficient de réflexion du prototype avec polariseur dans l'espace libre et sur le phantom

4.5.2 Champ lointain directivité et rapport avant arrière de la structure avec polariseur sur Phantom

Les simulations montrent qu'en posant l'antenne sur le corps humain à 15 mm les caractéristiques de l'antenne sont améliorées et admet un gain variant de $G_r = 7.95$ dBi pour un $\phi = 40^\circ$, le rapport avant arrière est aussi très bon d'après (Figure 4.30).

$FBR = 12.1 - (-7.065) = 19.165$ dB et le FBR en espace libre était de : 11.97 dB, ce qui montre que le corps humain améliore le rapport avant arrière de l'antenne.

On constate également que la conception proposée atteint une bonne directivité avec un angle 3 dB de 40.7° .

En conclusion, un bon isolement du corps est assuré.

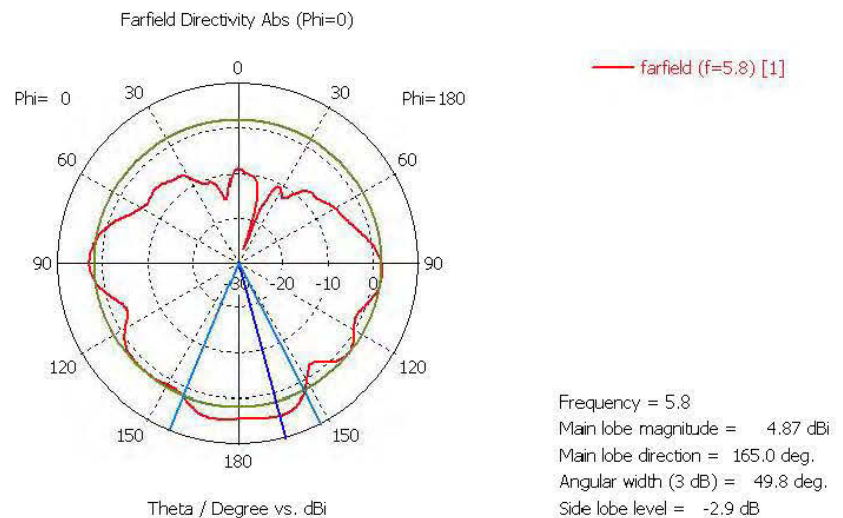


Figure 4.30 Gain réalisé, directivité et rapport avant arrière de l'antenne avec polariseur sur phantom

4.5.3 Le gain de la structure avec polariseur quart d'onde sur phantom et espace libre

La (Figure 4.31) indique que le gain réalisé dans le modèle fantôme est identique à celui dans le cas de l'espace libre pour la fréquence de résonance. Un gain de 7.95 dBi est obtenu dans la bande de fréquence souhaitée de 5,8 GHz et le gain est assez stable sur la bande ISM dans le cas du phantom.

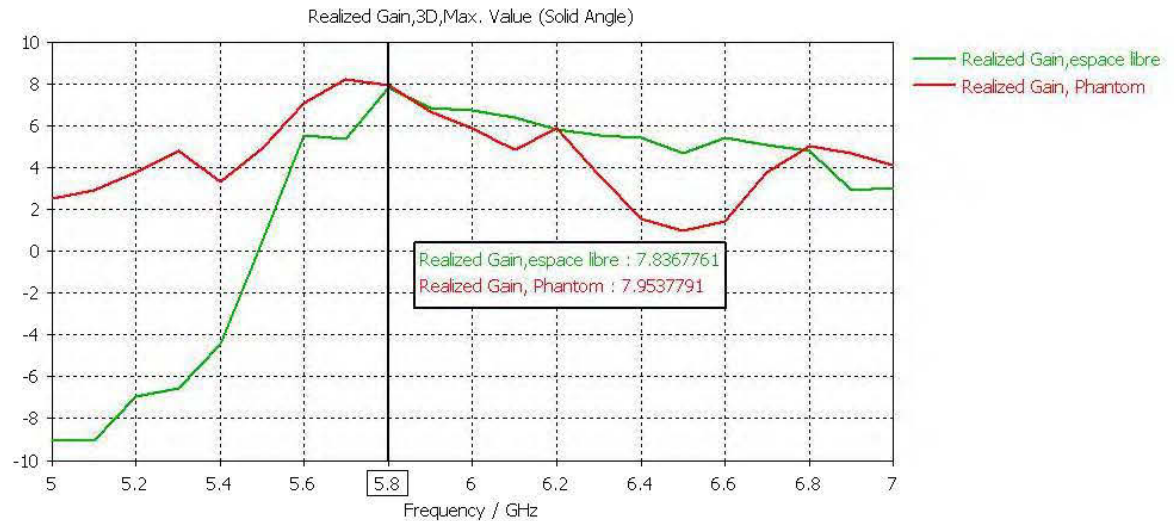


Figure 4.31 Gain simulé du prototype avec polariseur quart d'onde en espace libre et sur le corps humain

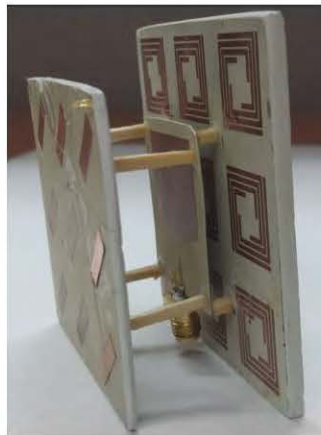
La structure a été conçue avec les matériaux TMM. La structure AMC est réalisée avec le substrat TMM4 $\epsilon_r = 4.5$, épaisseur = 3.175 mm sans plan de masse.

La structure du monopole est réalisée avec le substrat TMM4 $\epsilon_r = 4.5$, épaisseur = 0.508 mm.

La structure du polariseur avec 3x3 cellules quart d'ondes à 45° du côté supérieur est réalisée avec le substrat TMM13i $\epsilon_r = 12.85$, épaisseur = 1.27 mm.

Les couches sont tenues entre elles avec des tiges en bois isolantes, aux extrémités des structures, laissant ainsi l'air libre $\epsilon_r = 1$ entre les structures afin de s'accommoder aux simulations.

L'épaisseur totale de l'antenne est de 24.9 mm soit la structure la moins épaisse réalisée dans ce mémoire (Figure 4.32).



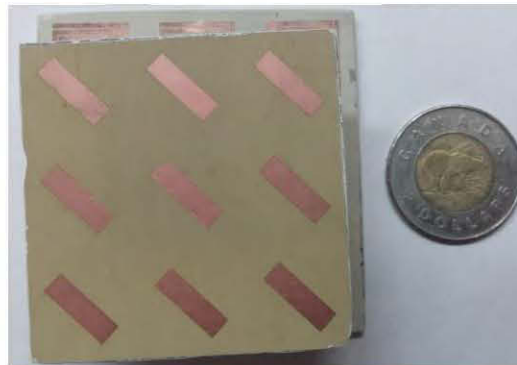
(a) Vue en perspective de face



(b) vue de droite



(c) Vue en perspective en arrière



(d) vue de haut

Figure 4.32 Photographie de l'antenne avec polariseur quart d'onde par 4 différents angles de vue. Le graphe suivant montre la comparaison entre les résultats de simulations et de mesures du coefficient de réflexion de l'antenne (AMC 3x3 4 bras spirales, monopole, polariseur 3x3 cellules quart d'ondes à 45°) dans les 2 cas en espace libre et sur le corps humain (Figure 4.33).

On remarque bien une bonne concordance deux à deux entre les résultats de simulations et de mesures du coefficient de réflexion à la fréquence de 5.8 GHz. On note aussi une bande passante plus large lors des mesures que celle de la simulation. Ceci revient essentiellement aux conditions de mesures.

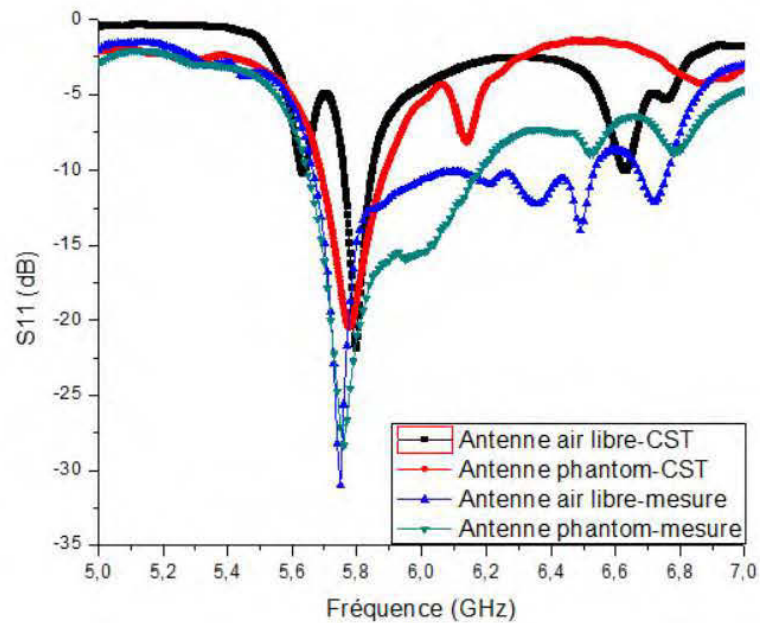


Figure 4.33 Comparaison entre les résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion S11 de l'antenne AMC 3x3 4 bras spirales + monopole + polariseur quart d'onde en espace libre et sur le corps humain.

4.5.4.2 Le diagramme de rayonnement de l'antenne avec polariseur quart d'onde

La (figure 4.34) montre le diagramme de rayonnement de l'antenne AMC 3x3 4 bras spirales + monopole + polariseur quart d'onde, dans le cas de mesures en espace libre.

Le calcul du rapport avant arrière lors des mesures donne un FBR (mesures) = $-9 + 17 = 8$ dB.

Le FBR simulé par le logiciel CST est quant à lui égal à : FBR (simulations) = 11.97 dB.

On remarque bien que les résultats de simulations sont en bon accord avec ceux des mesures dans la limite des erreurs commises et les conditions de mesures. $\Delta \text{FBR} = (\text{FBR (simulations)} - \text{FBR (mesures)}) / \text{FBR (simulations)} = 33.16 \%$.

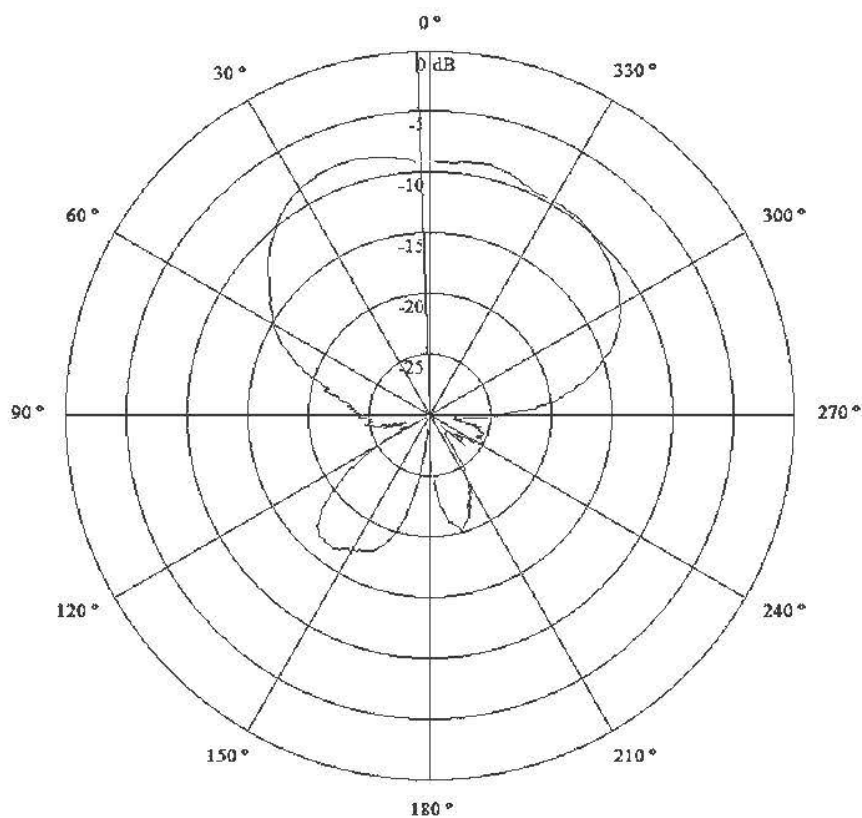


Figure 4.34 Mesure du diagramme de rayonnement du prototype avec polariseur quart d'onde en espace libre

4.5.4.5 Mesure du D_{ét}u d'absorption spécifique (DAS)

Le DAS simulé est de 0.459 dB, qui est 3.48 fois inférieur que la norme maximale autorisée, ce qui fait de cette structure une candidate pour les communications corporelles à polarisation circulaire (figure 4.35).

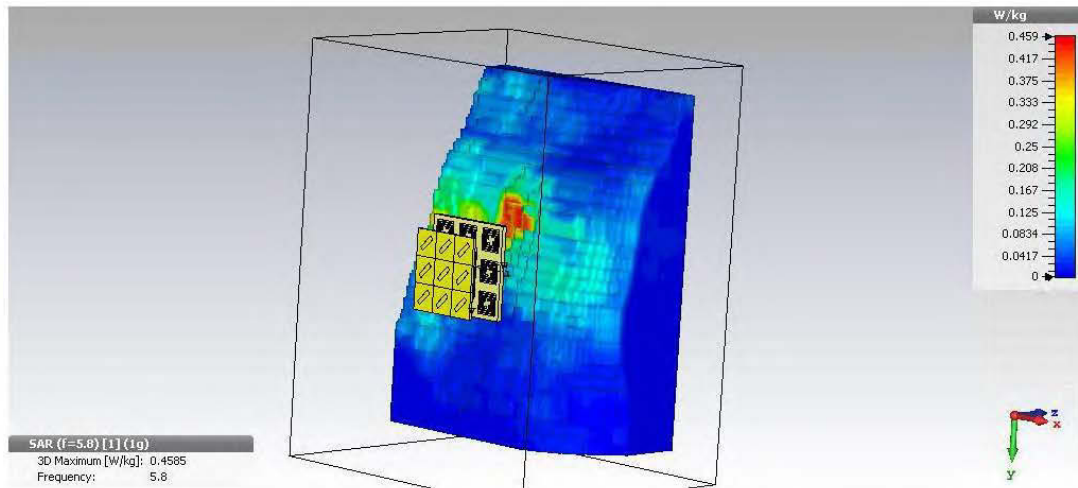


Figure 4.35 Taux d'absorption spécifique de l'antenne avec polariseur quart d'onde

4.5.4.4 Mesure du rapport axial de la structure avec polariseur

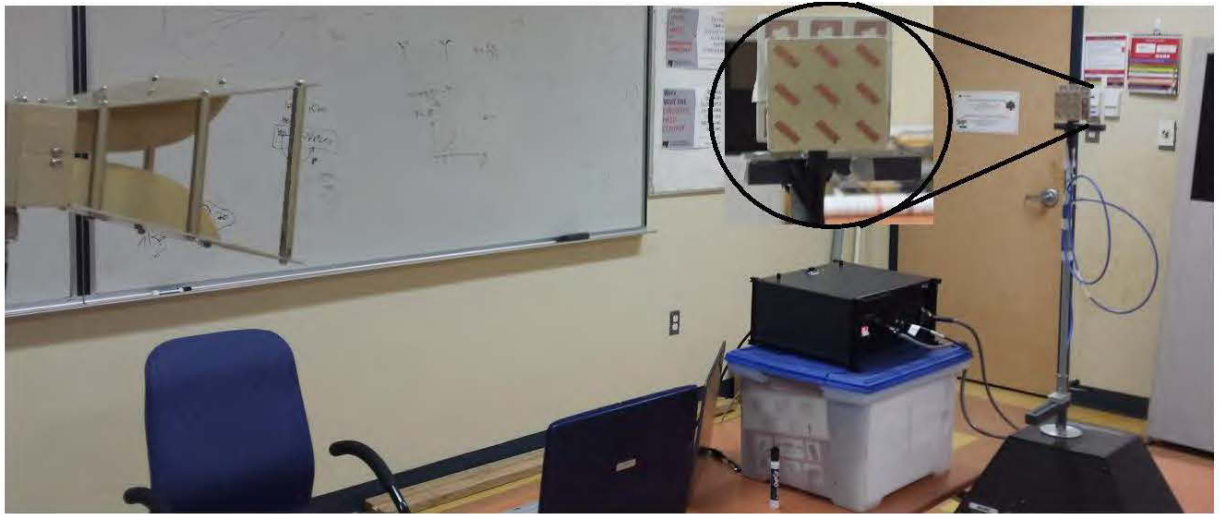
La mesure du rapport axial se fait avec le système LAB-VOLT [78]. On place l'antenne cornet à polarisation linéaire d'un côté et on place sur l'axe de rotation l'antenne test avec polariseur,

On varie la fréquence sur le générateur de signaux RF de 5 GHz à 7 GHz avec une fréquence d'échantillonnage de 0.1 GHz,

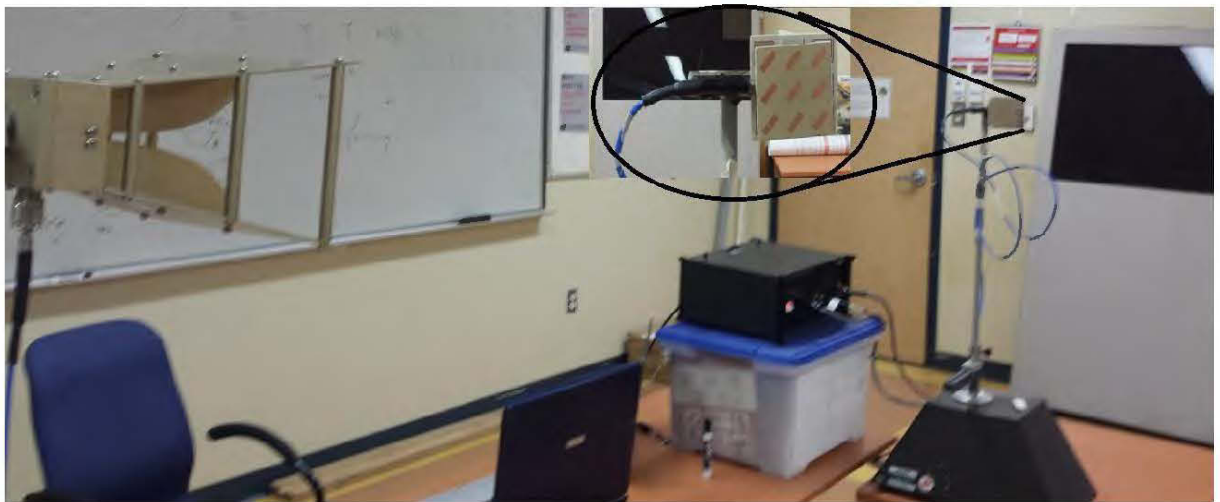
On mesure le diagramme de rayonnement suivant 2 étapes :

1^{ère} étape : On dispose les 2 antennes avec la même orientation, on mesure le diagramme de rayonnement et on relève la valeur du lobe principal à l'angle 0° , il s'agit du module du champ E_x , tel que montré dans l'illustration (figure 4.36 (a)).

2^{ème} étape : on laisse l'antenne cornet avec la même orientation initiale, mais cette fois ci on incline l'antenne sous test avec polariseur de 90° et on mesure le diagramme de rayonnement en relevant la valeur du lobe principal à l'angle 0° , il s'agit cette fois ci du module du champ E_y , tel que montré dans l'illustration suivante (figure 4.36 (b)):



(a)



(b)

Figure 4.36 Mesure du rapport axial : (a) mesure du champ E_x , (b) mesure du champ E_y

En ayant relevé la valeur du module de E_x et de E_y pour chaque fréquence, il suffit de calculer le module du rapport axial donnée ci-dessous pour les différentes fréquences d'études :

$$A_r = \frac{|E_x|}{|E_y|} \quad (4.2)$$

Puis on compile les résultats sur le logiciel Origin et on compare avec les résultats de simulations (figure 4.37):

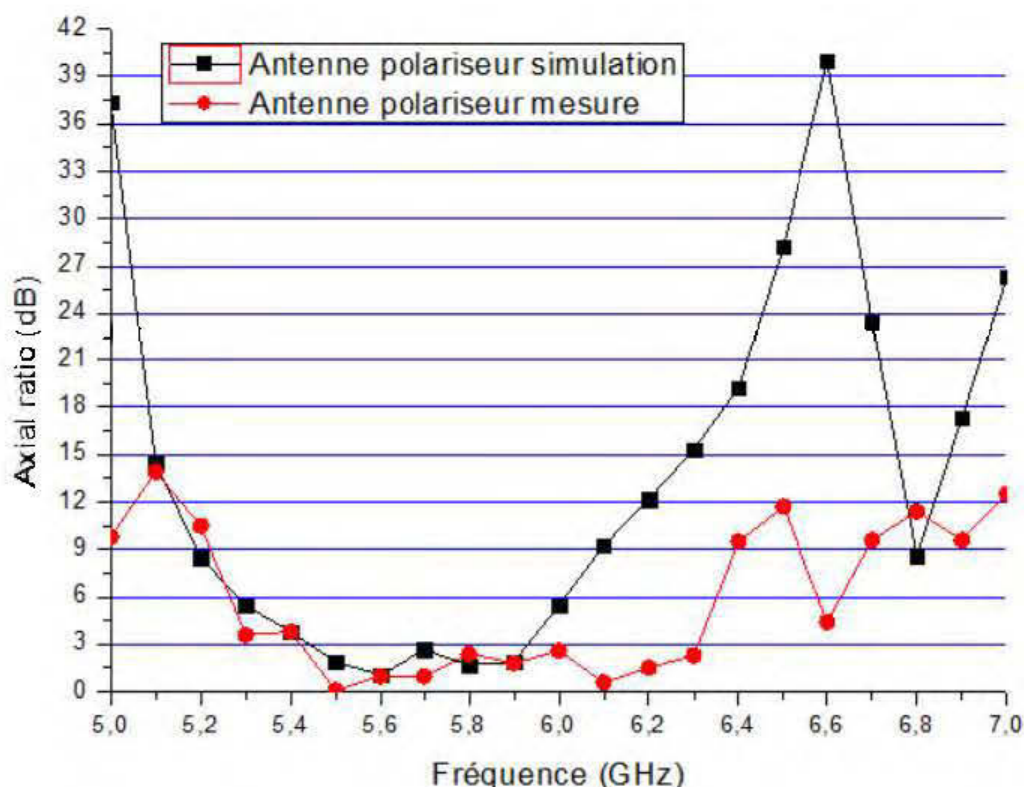


Figure 4.37 Comparaison entre les résultats de mesure et de simulation du rapport axial de l'antenne corporelle avec polariseur.

On remarque que l'antenne avec polariseur admet une largeur de bande du rapport axial en mesure $B_p(\text{mesure}) = 900 \text{ MHz}$ presque équivalente à la bande passante lors de la simulation $B_p(\text{simulation}) = 520 \text{ MHz}$, dans la limite des erreurs commises. L'antenne avec polariseur est bien à polarisation circulaire.

4.6 Simulation et réalisation du prototype avec Polariseur +FSS sans cellules sur le modèle du corps humain

Dans cette section on réalisera le prototype d'antenne corporelle (AMC 3x3 4 bras spirales, monopole, polariseur 3x3 quart d'onde avec FSS sans cellules). On refait les simulations à 15 mm sur le phantom voxel Gustav (poitrine) et on les compare aux simulations en espace libre, comme ci-dessous (Figure 4.38):

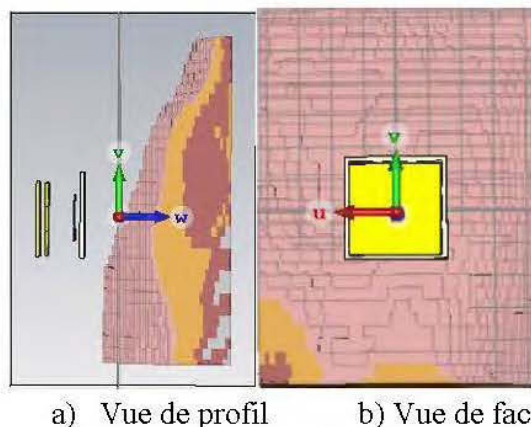


Figure 4.38 Représentation de l'antenne corporelle avec polariseur et FSS sur le phantom

4.6.1 Coefficient de réflexion et bande passante

La figure (4.39) illustre la courbe du coefficient de réflexion de l'antenne avec polariseur quart d'onde + FSS conçue dans l'espace libre et sur le modèle du tissu humain. Il est montré qu'une bande passante d'au moins 570 MHz est obtenue dans les deux scénarios. On peut voir aussi qu'un décalage de fréquence de 77 MHz est observé sur le corps humain, principalement en raison des caractéristiques de perte de tissu humain.

On remarque aussi l'apparition d'une deuxième fréquence de résonance à la fréquence 6.06 GHz après ajout de la structure FSS, qui n'était pas présente dans la structure précédente sans FSS, cette fréquence revient donc essentiellement à la fréquence de résonance de la structure FSS qui rayonne par effet d'induction et sert par conséquent à améliorer la bande passante totale de la structure [37].

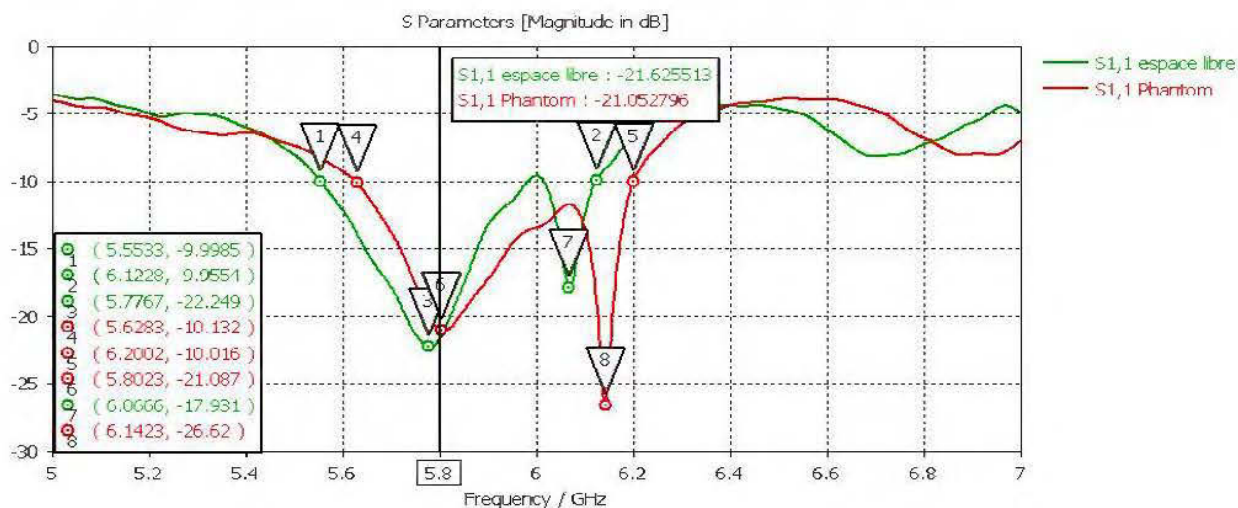


Figure 4.39 Coefficient de réflexion de l'antenne avec polariseur + FSS en espace libre et sur phantom

4.6.2 Champ lointain directivité et FBR de la structure avec polariseur + FSS sur Phantom

Les simulations montrent qu'en posant l'antenne sur le corps humain à 15 mm les caractéristiques de l'antenne sont améliorées, et un gain de $G_r = 10.7$ dBi est obtenu. Le rapport avant arrière est aussi très bon d'après (Figure 4.40). Le rayonnement est devenu perpendiculaire à la structure pour $\phi = 0^\circ$ alors que pour la structure sans FSS le lobe principal était à $\phi = 40^\circ$.

$FBR = 10.7 - (-13.61) = 24.31$ dBi et le FBR en espace libre était de : 10.48 dBi, ce qui montre que le corps humain améliore le rapport avant arrière de l'antenne,

On trouve également que la conception proposée atteint une bonne directivité avec un angle de 39.1° alors qu'il était de 49.8° sans la structure FSS.

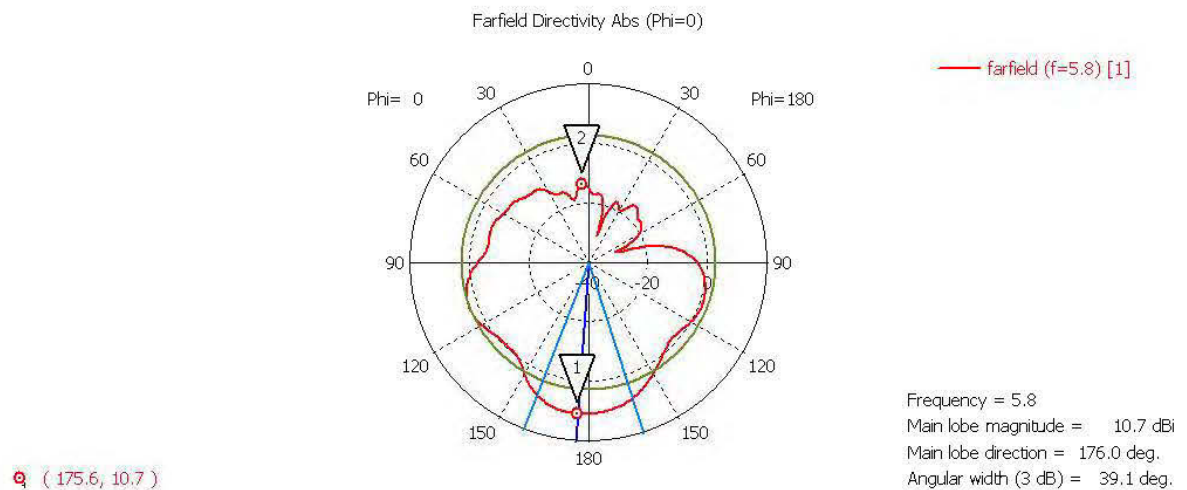


Figure 4.40 Gain réalisé, directivité et rapport avant arrière de l'antenne avec polariseur + FSS sur phantom

4.6.3 Le gain de la structure avec polariseur quart d'onde sur phantom et espace libre

La (Figure 4.41) indique que le gain réalisé dans le modèle fantôme a diminué de 1 dB que dans le cas de l'espace libre. Ceci est dû à l'interaction avec le corps humain. Néanmoins, Un gain de 10 dBi est obtenu dans la bande de fréquence souhaitée de 5,8 GHz et une amélioration de 5 dBi a été obtenue par rapport à l'antenne avec polariseur sans FSS dans le cas de $\phi = 0^\circ$.

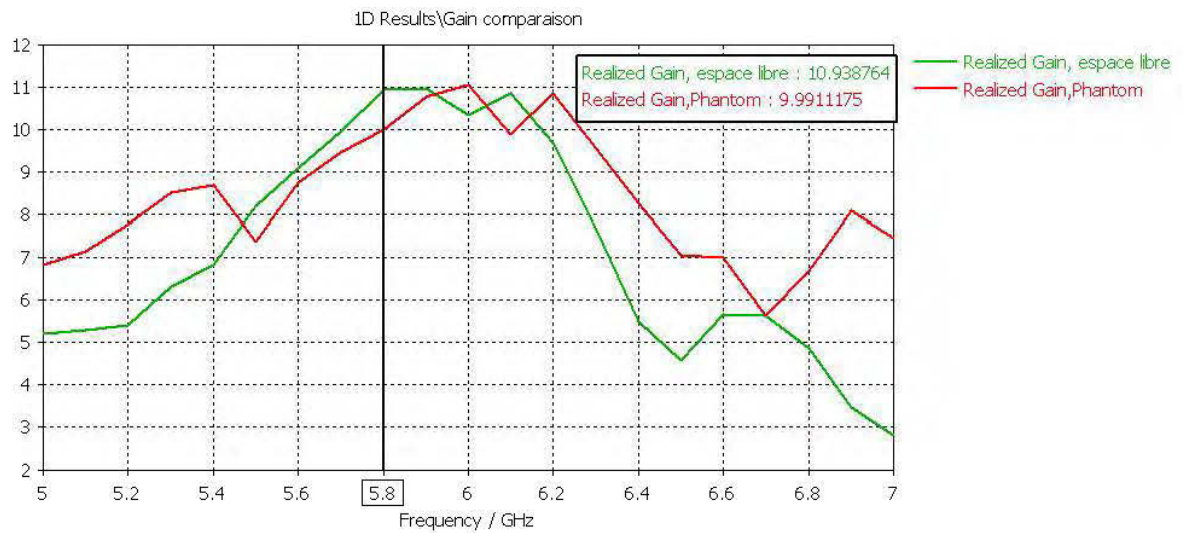


Figure 4.41 Gain simulé du prototype avec polariseur quart d'onde en espace libre et sur le corps humain

4.6.4 Réalisation de l'antenne avec polariseur quart d'onde

La structure a été conçue avec les matériaux TMM. La structure AMC est réalisée avec le substrat TMM4 $\epsilon_r = 4.5$, épaisseur = 3.175 mm sans plan de masse.

La structure du monopole est réalisée avec le substrat TMM4 $\epsilon_r = 4.5$, épaisseur = 0.508 mm.

La structure du polariseur avec 3x3 cellules quart d'ondes à 45° du côté supérieur est réalisée avec le substrat TMM13i $\epsilon_r = 12.85$ (F/m), épaisseur = 1.27 mm.

La structure FSS sans cellules avec le substrat TMM13i $\epsilon_r = 12.85$ (F/m), épaisseur = 1.27 mm.

Les couches sont tenues entre elles avec des tiges en bois isolantes, aux extrémités des structures, laissant ainsi l'air libre $\epsilon_r = 1$ (F/m) entre les structures afin de s'accommoder aux simulations faite par CST Studio Suite.

L'épaisseur totale de l'antenne est de 35.39 mm (Figure 4.42).

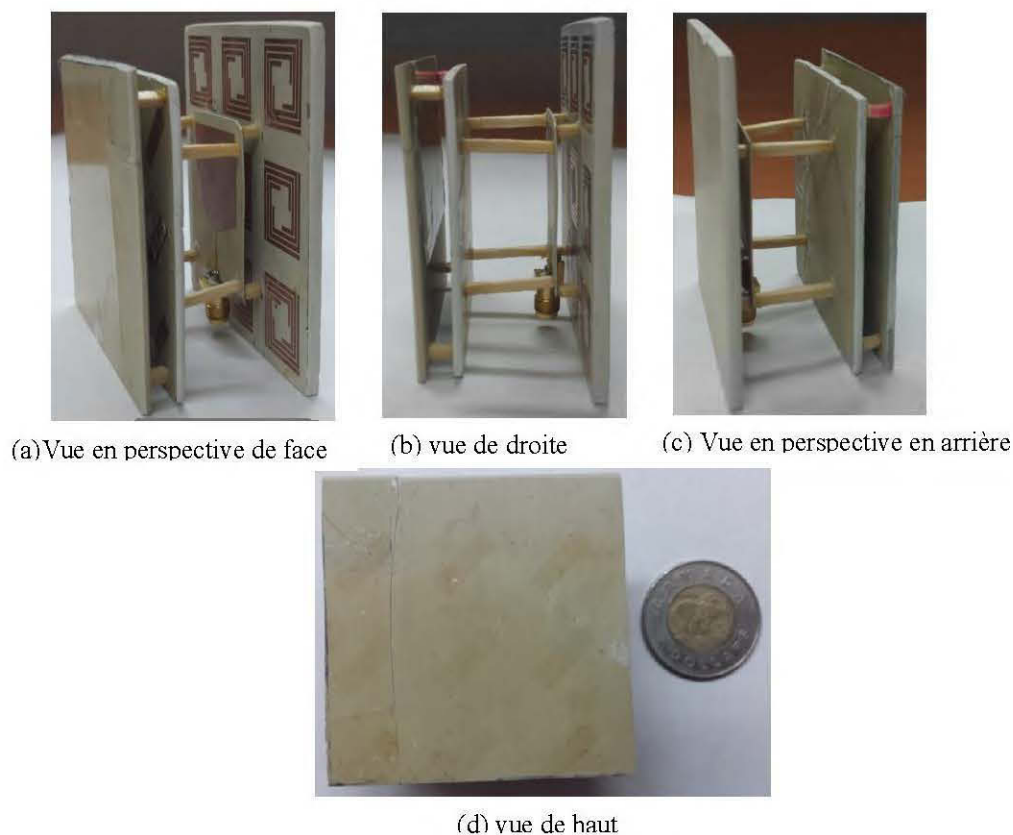


Figure 4.42 Photographie de l'antenne avec polariseur + FSS par 3 différents angles de vue

4.6.4.1 Coefficient de réflexion

Le graphe suivant montre la comparaison entre les résultats de simulations et de mesures du coefficient de réflexion de l'antenne (AMC 3x3 4 bras spirales, monopole, polariseur 3x3 cellules quart d'ondes à 45° + FSS) dans les 2 cas en espace libre et sur le corps humain (Figure 4.43).

On remarque bien que dans les quatre cas que ce soit à l'air libre ou sur le corps humain, en simulation ou en mesure, l'antenne reste robuste aux éléments extérieurs et admet une bonne adaptation d'impédance à la fréquence de résonance de 5.8 GHz avec tout de même une bande passante un peu large pour le cas sur le phantom due à ses propriétés.

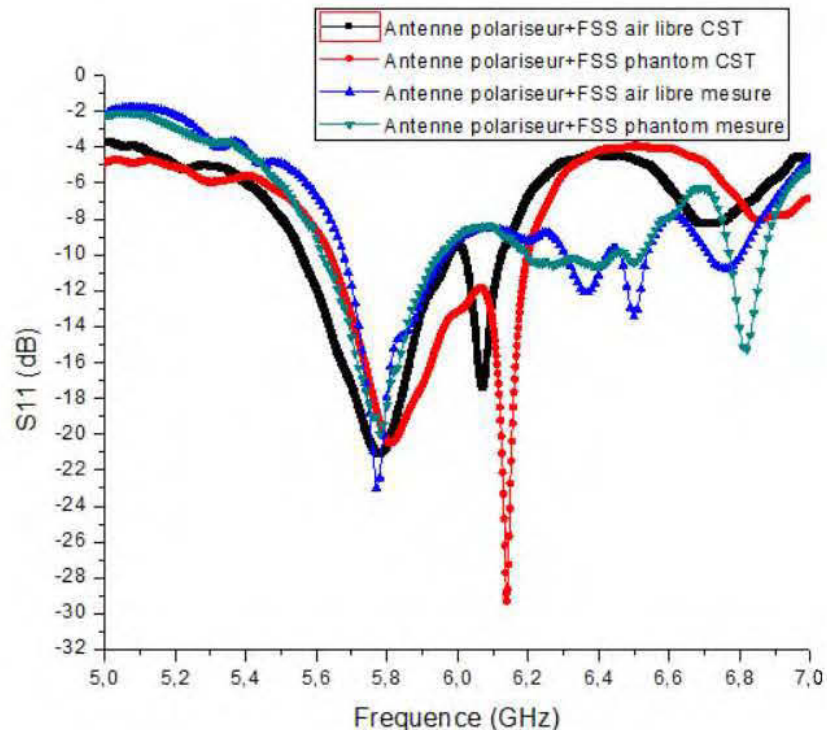


Figure 4.43 Comparaison entre les résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion S11 de l'antenne AMC 3x3 4 bras spirales + monopole + polariseur quart d'onde+ FSS en espace libre et sur le corps humain.

4.6.4.2 Le diagramme de rayonnement de l'antenne avec polariseur quart d'onde et FSS

La (figure 4.44) montre le diagramme de rayonnement de l'antenne AMC 3x3 4 bras spirales + monopole + polariseur quart d'onde + FSS, en espace libre.

Le calcul du rapport avant arrière lors des mesures donne un FBR (mesures) = $-5 - (-17.5) = 12.5$ dB.

Le FBR simulé par le logiciel CST est quant à lui égal à : FBR (simulations) = 11.41 dB.

On remarque bien que les résultats de mesures sont en accord avec ceux en simulation dans la limite des erreurs commises et les conditions de mesures. $\Delta \text{FBR} = (\text{FBR}(\text{simulations}) - \text{FBR}(\text{mesures})) / \text{FBR}(\text{simulations}) = |-9.55| \% = 9.55\%$.

Cette structure montre des lobes secondaires inférieurs ainsi qu'un angle 3 dB plus étroit que ceux de la structure sans FSS, elle est donc plus directive.

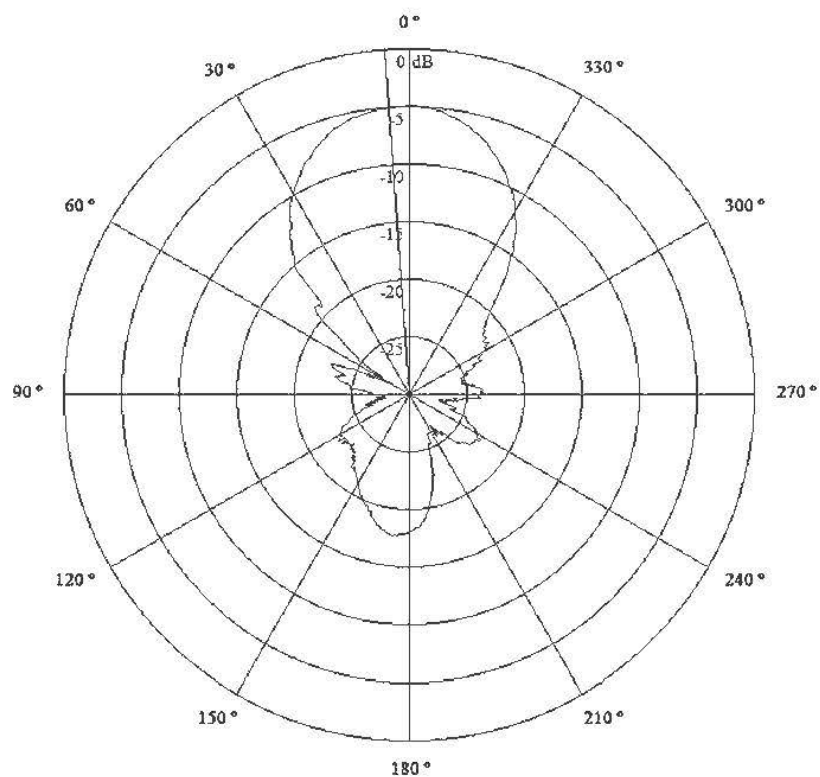


Figure 4.44 Mesure du diagramme de rayonnement du prototype avec polariseur quart d'onde +fss en espace libre

4.6.4.3 Mesure du Débit d'absorption spécifique (DAS)

Le DAS (figure 4.45) simulé est de 0.591 dB, ce qui est 2.7 fois inférieur que la norme maximale autorisée, ce qui fait de cette structure une candidate pour les communications corporelles à polarisation circulaire gain élevé.

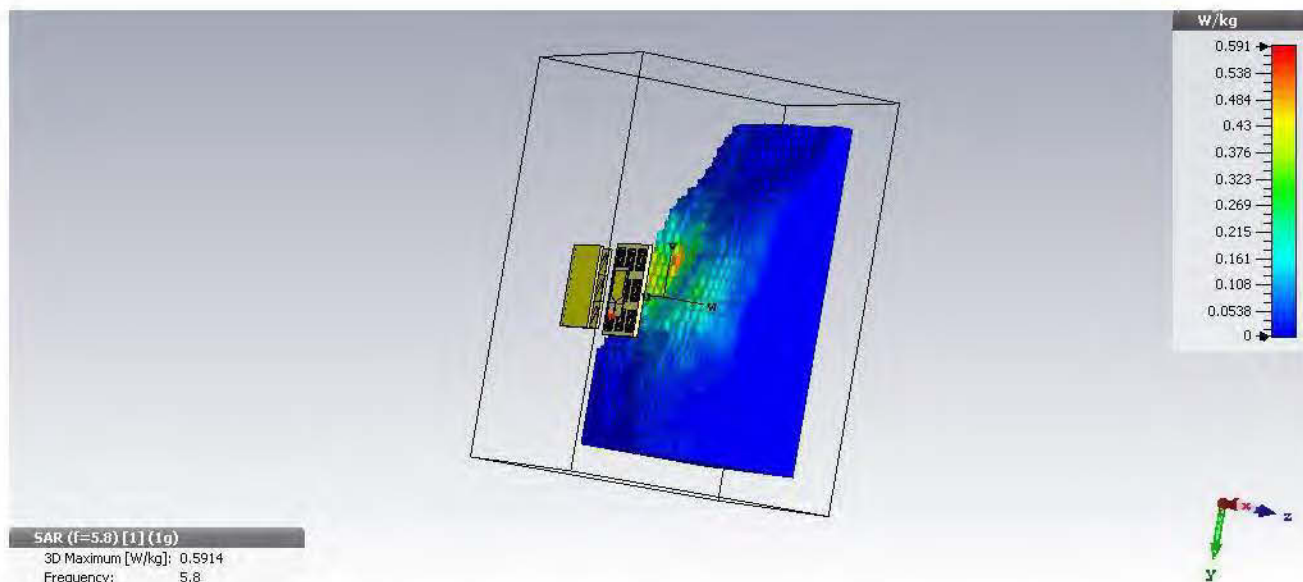


Figure 4.45 Taux d'absorption spécifique de l'antenne avec polariseur quart d'onde + FSS

4.6.4.4 Mesure du rapport axial de la structure avec polariseur + FSS

On répète la même procédure de mesure du rapport axial que celui de la section (4.5.4.4) avec le prototype d'antenne avec polariseur + FSS et on obtient les courbes suivantes (figure 4.46) :

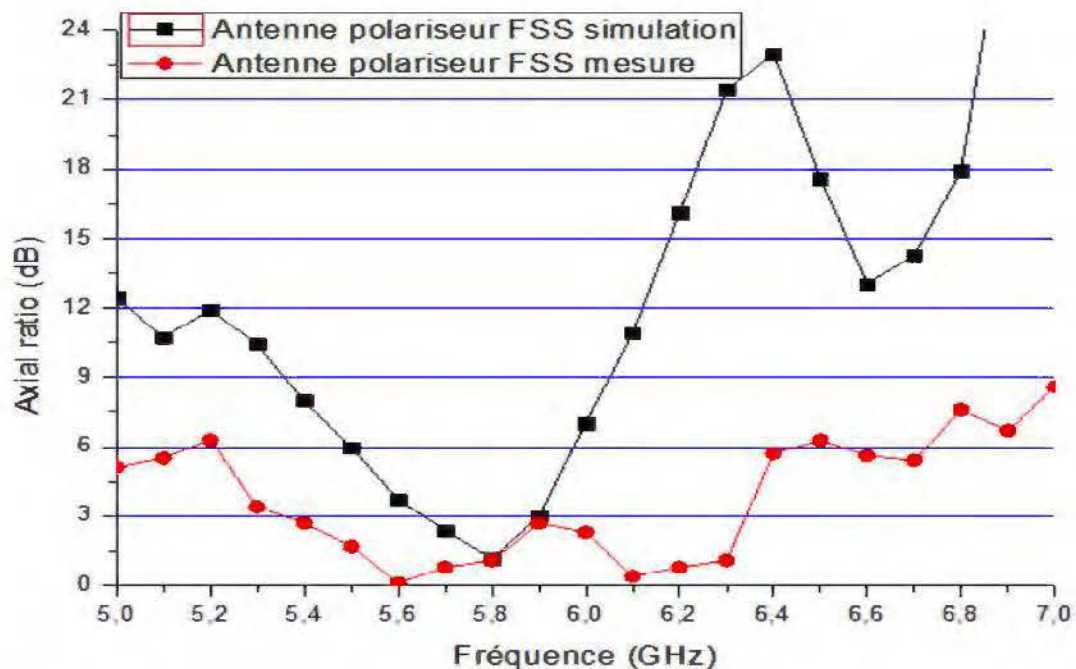


Figure 4.46 Comparaison entre les résultats de mesure et de simulation du rapport axial de l'antenne corporelle avec polariseur + FSS.

La courbe de mesure du rapport axial montre bien que l'antenne avec polariseur + FSS est bien à polarisation circulaire autour de la bande passante ISM centrée sur la fréquence de 5.8 GHz. La courbe du rapport axial de mesure montre néanmoins une bande passante à valeur de $B_p(\text{mesure}) = 970 \text{ MHz}$ qui est supérieure par rapport à la bande passante que figure la courbe de simulation qui est de $B_p(\text{simulation}) = 250 \text{ MHz}$. Cette différence revient notamment aux conditions de mesures au laboratoire et les réflexions multiples que génère le milieu de mesure, qui pourrait être atténuées dans une chambre anéchoïque.

4.7 Conclusion générale et travaux futures et échéancier

Dans ce projet, on s'est basé sur la première partie essentiellement sur l'étude et la simulation de deux prototypes d'antennes corporelle à polarisation linéaire comparées à une antenne de référence. Ces antennes donnent des performances acceptables pour être intégrées sur le corps humain tel qu'une bonne adaptation d'impédance, une immunité contre la proximité du corps humain, un bon rapport avant arrière et un haut gain allant à 12 dBi pour le prototype II.

Ensuite, dans une suite logique, on a rajouté un autre degré de liberté qui était la polarisation circulaire qui était plus favorable que la polarisation linéaire notamment pour des sujets mobiles et outrepasser le phénomène de dépolarisation en milieu hostile et hasardeux que constituent les mines. On a procédé au même protocole qui était la simulation de 3 prototypes puis on est passé à la réalisation du prototype le plus favorable et facile de conception au laboratoire, étudiés dans deux cas : avec et sans FSS. Pour se retrouver finalement avec un prototype assez complet qui respecte notre cahier de charge initial à savoir : un faible profil, un faible cout, légèreté et facilité de conception d'un côté et qui octroient des caractéristiques assez intéressantes en terme d'adaptation d'impédance, de bande passante, de gain réalisé, de directivité, de rapport avant arrière, du débit d'absorption spécifique et de rapport axial satisfaisants autour de la fréquence d'étude 5.8 GHz.

Les travaux futurs consisteront à faire les mesures de notre antenne corporelle dans les mines afin de vérifier sa persistance en milieu minier et d'évaluer la qualité du signal (QOS) reçu tel que le RMS delay spread, packet loss ou jitter packet, et pour un travail de thèse doctorale, il serait intéressant d'approfondir ces travaux avec une étude théorique sur l'optimisation des caractéristiques et prouver la relation d'interaction des différents étages constituant nos antennes. On pourrait aussi implémenter notre antenne sur les matériaux textiles et étudier sa robustesse vis-à-vis de la compression, froissements et plis.

Finalement, on peut combler notre système avec une architecture complète d'émission-modulation, démodulation- réception à la station de base. Pour finalement

acquérir un prototype de système de communication final et passer à sa production en masse à l'échelle industrielle d'antennes corporelles à l'usage des mines que regorge notre région de l'Abitibi Témiscamingue.

Bibliographie

- [1] A. R. Chandran, G. A. Conway and W. G. Scanlon, "Pattern switching compact patch antenna for on-body and off-body communications at 2.45 GHz," *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, Berlin, 2009, pp. 2055-2057.
- [2] P. S. Hall and Y. Hao, "Antenna and Propagation for Body-Centric Wireless Communications". Artech House, Norwood, MA, United States, 2012.
- [3] Y. Coulibaly, M. Nedil, L. Talbi and T.A. Denidni, "High gain cylindrical dielectric resonator with superstrate for broadband millimeter-wave underground mining communications," (ANTEMAMEREM), 2010 14th International Symposium on , vol., no., pp.1-4, 5-8 July 2010.
- [4] M. N. Suma et al., "A wideband printed monopole antenna for 2.45 GHz WLAN applications," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 48, no. 5, pp. 871-873, May 2006.
- [5] P. J. Soh et al. , "Design of a broadband all-textile slotted PIFA," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 60, no. 1, pp. 379-384, Jan. 2012.
- [6] A. Alomainy et al., "Statistical analysis and performance evaluation for on-body radio propagation with microstrip patch antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 55, no. 1, pp. 245-248, Jan. 2007.
- [7] N. Haga et al., "Characteristics of cavity slot antenna for body-area networks," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 57, no. 4, pp. 837– 843, Apr. 2009.
- [8] R. Moro et al., "Wearable textile antenna in substrate integrated waveguide technology," *Electron. Lett.*, vol. 48, no. 16, pp. 985-986, Aug. 2012.
- [9] C. A. Balanis, "Antenna theory: Analysis and design", J. Wiley & Sons, New York, 3ème édition, 2005.
- [10] Z. H. Jiang and D. H. Werner, "Robust low-profile metasurface-enabled wearable antennas for off-body communications," *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, The Hague, 2014, pp. 21-24.
- [11] A. Pirhadi, H. Bahrami and J. Nasri, "Wideband High Directive Aperture Coupled Microstrip Antenna Design by Using a FSS Superstrate Layer," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 4, pp. 2101-2106, April 2012.
- [12] M. Euler, V. Fusco, R. Dickie, R. Cahill and J. Verheggen, "Sub-mm Wet Etched Linear to Circular Polarization FSS Based Polarization Converters," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 8, pp. 3103-3106, Aug. 2011.
- [13] Amine HABANI, "Etude, Conception et Réalisation d'une Antenne pour les Communications Corporelles Off-Body" Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique. Juin 2015.

- [14] Marcio SILVA PIMENTA "Antennes souples à base de métamatériaux de type conducteurs magnétiques artificiels pour les standards de systèmes de géolocalisation", Novembre 2013.
- [15] IEEE Computer Society, « IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.6: Wireless Body Area Network », *IEEE Standards*, février 2012.
- [16] Markus Grimm and Dirk Manteuffel 'Ultra-Wideband Radio Technologies for Communications, Localization and Sensor Applications', chapter 7 'Antennas and Propagation for On-, Off - and In-Body Communications', p 153-164, mars 2013
- [17] C. H. Lin, K. Saito, M. Takahashi and K. Ito, "Wearable multi-band antenna with tuning function for on-body and off-body communications," *2012 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, Nagoya, 2012, pp. 668-671.
- [18] C. Hertleer, H. Rogier, L. Vallozzi and L. Van Langenhove, "A Textile Antenna for Off-Body Communication Integrated Into Protective Clothing for Firefighters," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, pp. 919-925, April 2009.
- [19] N.E.Evans W.G.Scanlon. Numerical analysis of bodyworn uhf antenna systems vol.13. *IEE Electronics and Communication Engineering*, pages PP.53–64, 2001.
- [20] C. Hertleer, H. Rogier, and L. Van Langenhove. (2007) Proetex, A Textile Antenna for Protective Clothing. [Online]. <http://www.proetex.org/publications.htm>
- [21] J. Carter, J. Saberlin, T. Shah, S. A. P. R. and C. Furse, "Inexpensive fabric antenna for off-body wireless sensor communication," *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Toronto, ON, 2010, pp. 1-4.
- [22] C. Hertleer, H. Rogier, L. Vallozzi and L. Van Langenhove, "A Textile Antenna for Off-Body Communication Integrated Into Protective Clothing for Firefighters," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, pp. 919-925, April 2009.
- [23] L. Vallozzi, H. Rogier and C. Hertleer, "Dual Polarized Textile Patch Antenna for Integration Into Protective Garments," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 440-443, 2008.
- [24] P. Van Torre, L. Vallozzi, H. Rogier and J. Verhaevert, "Indoor off-body wireless communication using static zero-elevation beamforming on front and back textile antenna arrays," *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Prague, 2012, pp. 732-736.

- [25] Saadi Boudjit. L'indépendance des patients grâce aux réseaux mobiles. *Laboratoire de Traitement et de Transport de l'Information*.
- [26] C. Hertleer, H. Rogier, L. Vallozzi and L. Van Langenhove, "A Textile Antenna for Off-Body Communication Integrated Into Protective Clothing for Firefighters," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, pp. 919-925, April 2009.
- [27] Fabrice LINOT, thèse Doctorat ParisTech, 'Apport des Surfaces à Haute Impédance à la conception d'antennes réseaux compactes et d'antennes réseaux à très large bande passante' Avril 2011.
- [28] E. Y. Kim, J. H. Yoon, Y. J. Yoon and C. G. Kim, "Low profile dual-band reflector antenna with dual resonant AMC," *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Spokane, WA, 2011, pp. 1800-1803.
- [29] D. Sievenpiper, L. Zhang, Broas R., N. Alexopoulos, and E. Yablonovitch, "High-impedances electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2059-2074, Nov. 1999.
- [30] P. Salonen, F. Yang, Y. Rahmat-Samii, and M. Kivivoski, "WEBGA - Wearable Electromagnetic Band-Gap Antenna," *IEEE Antennas and Propagation International Symposium*, vol. 1, pp. 451-454, 2004.
- [31] B.A. Munk. Frequency-selective surfaces : Theory and design. Wiley, New York, 2000.
- [32] J. C. Vardaxoglou. Frequency-selective surfaces : Analysis and design. Research Studies Press, Ltd., Taunton, UK, 1997.
- [33] T. K. Wu. Frequency-selective surface and grid array. Wiley, New York, 1995.
- [34] R. Ulrich. Far-infrared properties of metallic mesh and its complementary structure. *Infrared Phys*, 7 :37– 55, 1967.
- [35] Mats Halldin. Radome (wikipedia), 2005. [http://fr.wikipedia.org/wiki/Fichier: Navy-Radome.jpg](http://fr.wikipedia.org/wiki/Fichier:Navy-Radome.jpg).
- [36] Grimlock. F-117 furtif (wikipedia), 2004. [http://fr.wikipedia.org/wiki/Fichier: US_Air_Force_F-117_Nighthawk.jpg](http://fr.wikipedia.org/wiki/Fichier:US_Air_Force_F-117_Nighthawk.jpg).
- [37] A. Foroozesh and L. Shafai, "Investigation Into the Effects of the PatchType FSS Superstrate on the High-Gain Cavity Resonance Antenna Design," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 258-270, 2010.
- [38] Farhad Bayatpur. Metamaterial-Inspired Frequency-Selective Surfaces. PhD thesis, The University of Michigan, 2009, Page 5.

- [39] S.N. Burokur, M. Latrach, S. Toutain Study of the effect of dielectric split-ring resonators on microstrip-line transmission Microwave and Optical Technology Letters, 44 (2005), pp. 445-448
- [40] B. Mukherjee, P. Patel and J. Mukherjee, "A Novel Hemispherical Dielectric Resonator Antenna With Complementary Split-Ring-Shaped Slots and Resonator for Wideband and Low Cross-Polar Applications," in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, no. 1, pp. 120-128, Feb. 2015.
- [41] G. I. Kiani and V. Dyadyuk, "Quarter-wave plate polariser based on frequency selective surface," The 40th European Microwave Conference, Paris, 2010, pp. 1361-1364.
- [42] S. Shaik et al, "High gain stacked patch antenna with circular polarization for wireless applications," *2017 (ICNETS2)*, Chennai, 2017, pp. 322-326.
- [43] Eric ARNAUD, 'Contribution à la conception d'antennes B.I.E métalliques à polarisation circulaire alimentées par cornet', juin 2010.
- [44] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. Broas, N. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2059–2074, nov. 1999.
- [45] Z. H. Jiang and D. H. Werner, "Robust low-profile metasurface-enabled wearable antennas for off-body communications," *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, The Hague, 2014, pp. 21-24.
- [46] <http://www.fcc.gov/encyclopedia/specific-absorption-rate-sar-cellulartelephones>
- [47] X. Liu, Y. Di, H. Liu, Z. Wu and M. M. Tentzeris, "A Planar Windmill-Like Broadband Antenna Equipped With Artificial Magnetic Conductor for Off-Body Communications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 64-67, 2016.
- [48] E. Y. Kim, J. H. Yoon, Y. J. Yoon and C. G. Kim, "Low profile dual-band reflector antenna with dual resonant AMC," *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Spokane, WA, 2011, pp. 1800-1803.
- [49] S. Liu, Q. Wu, J. Hua and M. Chen, "A broadband fractal AMC ground plane for low-profile antennas," *Proceedings of 2012 5th Global Symposium on Millimeter-Waves*, Harbin, 2012, pp. 70-73.

- [50] K. Agarwal, Y. X. Guo and B. Salam, "Wearable AMC Backed Near-Endfire Antenna for On-Body Communications on Latex Substrate," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 6, no. 3, pp. 346-358, March 2016.
- [51] G Gnanagurunathan, K.T. Selvan, 'Performance Analysis of Complementary and Non-complementary EBG Geometries', presented at the progress, in Electromagnetics Research Symposium (PIERS 2012), (Kuala Lumpur, Malaysia, 2012)
- [52] Y. Coulibaly, M. Nedil, L. Talbi and T.A. Denidni, "High gain cylindrical dielectric resonator with superstrate for broadband millimeter-wave underground mining communications,"(ANTEMAMEREM), 2010 14th International Symposium on , vol., no., pp.1-4, 5-8 July 2010
- [53] A. Foroozesh and L. Shafai, "Investigation Into the Effects of the Patch-Type FSS Superstrate on the High-Gain Cavity Resonance Antenna Design," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 2, pp. 258-270, Feb. 2010.
- [54] D.R.Jackson and N.G.Alexopoulos, "Gain enhancement methods for printed circuit antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-33, pp. 976-987, 1985.
- [55] X.-H. Shen, G. A. E. Vandenbosch, and A. R. Van de Capelle, "Study of gain enhancement method for microstrip antennas using moment method," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-43, pp. 227-231, 1995.
- [56] A. Pirhadi, H. Bahrami and J. Nasri, "Wideband High Directive Aperture Coupled Microstrip Antenna Design by Using a FSS Superstrate Layer," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 4, pp. 2101-2106, April 2012.
- [57] S. C. Chiu and S. Y. Chen, "High-gain circularly polarized resonant cavity antenna using FSS superstrate," *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Spokane, WA, 2011, pp. 2242-2245.
- [58] Xiang-yu Li, Jian Li, Jia-jun Tang, Xian-liang Wu and Zhong-xiang Zhang, "High gain microstrip antenna design by using FSS superstrate layer," *2015 4th International Conference on Computer Science and Network Technology (ICCSNT)*, Harbin, 2015, pp. 1186-1189.
- [59] H. Uchimura, N. Shino, K. Miyazato, "Novel circular polarized antenna array substrates for 60GHz-band", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 12-17 June 2005 Page(s):4 pp.

- [60] I. Sohail, Y. Ranga, K. P. Esselle and S. G. Hay, "A linear to circular polarization converter based on Jerusalem-Cross frequency selective surface," 2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Gothenburg, 2013, pp. 2141-2143.
- [61] J. P. Ciafardini, E. A. Daviu, M. C. Fabr s, N. M. Mohamed-Hicho, J. A. Bava and M. F. Bataller, "Analysis of crossed dipole to obtain circular polarization applying Characteristic Modes techniques," 2016 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON), Buenos Aires, Argentina, 2016, pp. 1-5
- [62] Y. Ushijima, H. Yukawa, N. Yoneda and M. Miyazaki, "Dual band rectangular waveguide polarizer using corrugated/elongated conductive plates for Ka-band," 2017 47th European Microwave Conference (EuMC), Nuremberg, 2017, pp. 520-523.
- [63] L. YOUNG – L. ROBINSON – C. HACKING, "Meander line polarizer", IEEE, Transactions Antenna Propagation, AP-21, pp 376-378 (1973)
- [64] Eric ARNAUD, ‘Contribution   la conception d’antennes B.I.E métalliques   polarisation circulaire alimentées par cornet’, 25 Juin 2010
- [65] M. Akbari, M. Farahani, A. R. Sebak and T. A. Denidni, "Ka-Band Linear to Circular Polarization Converter Based on Multilayer Slab With Broadband Performance," in *IEEE Access*, vol. 5, pp. 17927-17937, 2017.
- [66] Z. G. Liu, Z. X. Cao and L. N. Wu, "Compact Low-Profile Circularly Polarized Fabry–Perot Resonator Antenna Fed by Linearly Polarized Microstrip Patch," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 524-527, 2016.
- [67] G. I. Kiani and V. Dyadyuk, "Quarter-wave plate polariser based on frequency selective surface," *The 40th European Microwave Conference*, Paris, 2010, pp. 1361-1364.
- [68] I. Sohail, Y. Ranga, K. P. Esselle and S. G. Hay, "A linear to circular polarization converter based on Jerusalem-Cross frequency selective surface," 2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Gothenburg, 2013, pp. 2141-2143.
- [69] F. A. Mangi, G. A. Mallah, A. A. Shah, ‘Novel Broadband FSS Dual-Layer Circular Polarizer Based on Quarter Wave Plate’, *Sindh Univ. Res. Jour. (Sci. Ser.)* Vol. 48 (1) 125-130 (2016).
- [70] R.J. Langley S. Zhu. Dual-band wearable antennas over ebg substrate. *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, March 2009.

- [71] L. Mouffok, L. Damaj, X. Lepage, A.C. Begaud, and H. Diez, "Mutual coupling reduction between dual polarized microstrip patch antennas using compact spiral artificial magnetic conductor," *Antenna and propagation (Eucap)*, Proceeding of the 5th European conference on Italy, Rome, pp. 909-912, April 2011.
- [72] Zheng Qiu-Rong, Yun-Qi F, and Nai-Chang Yuan, "A novel compact spiral electromagnetic band-gap (EBG) structure," *Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 6, pp. 1656-1660, June 2008.
- [73] H. Benson, *Physique 2 Électricité et magnétisme*, Éditions du renouveau pédagogique (ERPI), 2015.
- [74] A. Habani, M. Nedil, T. A. Denidni and L. Talbi, "High gain off-body linear to circular polarization based on dielectric meander-line for Underground Mining Communications", *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Boston, MA, 2018, in press.
- [75] M. Ghaddar, M. Nedil, I. Ben Mabrouk and L. Talbi, "Multiple-input multiple-output beam-space for high-speed wireless communication in underground mine," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, no. 1, pp. 8-15, 19 2016.
- [76] FCC, "Revision of Part 15 of the commission's rules regarding ultra wideband transmission systems," ET Docket 98-153, FCC 02-48, Feb. 14, 2002.
- [77] M. Manoufali and A. Abbosh, "Specific absorption rate and temperature increase for a passive brain implantable medical device using transmission line analysis," *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, Kuala Lumpur, 2017, pp. 570-572.
- [78] <http://ocw.upm.es/teoria-de-la-senal-y-comunicaciones-1/antenna-design-and-measurement-techniques/contenido/laboratory-session-09.pdf>
- [79] G. Von Trentini, "Partially reflecting sheet arrays," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-4, pp. 666-671, Oct. 1956.
- [80] T. Zhao, D.R. Jackson, J.T. Williams, and A. A. Oliner, "General formulas for 2-D leaky-wave antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-53, pp. 3525-3533, 2005.
- [81] D.R. Jackson and N.G. Alexopoulos, "Gain enhancement methods for printed circuit antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-33, pp. 976-987, 1985.
- [82] N. G. Alexopoulos and D. R. Jackson, "Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuit antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-32, pp. 807-816, 1984.
- [83] X. H. Wu, A. A. Kishk, and A. W. Glisson, "A transmission line method to compute the far-field radiation of arbitrarily directed Hertzian dipoles in multilayer dielectric structure," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-54, pp. 2731-2741, 2006.
- [84] X. H. Wu, A. A. Kishk, and A. W. Glisson, "A transmission line method to compute the far-field radiation of arbitrarily directed Hertzian dipoles in multilayer dielectric structure

- embedded with PEC interfaces,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-55, pp. 3191–3198, 2007.
- [85] A. Ip and D. R. Jackson, “Radiation from cylindrical leaky waves,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-38, pp. 482–488, Apr. 1990.
- [86] T. Zhao, D. R. Jackson, J. T. Williams, H.-Y. D. Yang, and A. A. Oliner, “2-D Periodic leaky-wave antennas Part I: Metal patch design,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-53, pp. 3505–3514, 2005.
- [87] G. Lovat, P. Burghignoli, and D. R. Jackson, “Fundamental properties and optimization of broadside radiation from uniform leaky-wave antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-54, pp. 1442–1452, 2006.

Annexe

Annexe A Paramètres S

Les paramètres S (de l'anglais Scattering parameters), coefficients de diffraction ou de répartition sont utilisés en hyperfréquences, en électricité ou en électronique pour décrire le comportement électrique de réseaux électriques linéaires en fonction des signaux d'entrée. Ils sont définis en termes de charges adaptées ou non adaptées et pas en termes de circuits ouverts ou de courts-circuits. De plus, les quantités sont mesurées en termes de puissance.

De nombreuses propriétés électriques peuvent être exprimées en utilisant les paramètres S, comme le gain, les pertes en réflexion, le taux d'ondes stationnaires (TOS) ou le coefficient de réflexion. Ces paramètres dépendent de la fréquence de mesure et peuvent être mesurés grâce à des analyseurs de réseaux (un instrument de mesure destiné à caractériser un réseau de circuits tels que selfs, condensateurs, résistances, transistors et permet de tracer l'abaque de Smith). Les paramètres S sont généralement représentés sous forme matricielle et leurs manipulations obéissent aux lois de l'algèbre linéaire.

Annexe B CST STUDIO SUITE®

Le logiciel de simulation électromagnétique **CST STUDIO SUITE®** est l'aboutissement de nombreuses années de recherche et de développement dans les solutions de calcul les plus précises et les plus efficaces pour les conceptions électromagnétiques. Il comprend les outils de CST pour la conception et l'optimisation de dispositifs fonctionnant dans une large gamme de fréquences - statique à optique. Les analyses peuvent inclure des effets thermiques et mécaniques, ainsi qu'une simulation de circuit.

CST STUDIO SUITE bénéficie d'un environnement de conception intégré qui donne accès à toute la gamme des solutions de résolution. L'assemblage et la modélisation du système facilitent la multi-physique et la co-simulation ainsi que la gestion de systèmes électromagnétiques entiers.

CST STUDIO SUITE peut offrir des avantages considérables sur le marché, tels que des cycles de développement plus courts, le prototypage virtuel avant les essais physiques et l'optimisation au lieu de l'expérimentation.

CST STUDIO SUITE comprend les modules suivants :

CST MICROWAVE STUDIO® (CST MWS) est l'outil de pointe pour la simulation 3D rapide et précise des appareils à haute fréquence et leader du marché dans la simulation de domaine temporel. Il permet l'analyse rapide et précise des antennes, des filtres, des coupleurs, des structures planaires et multicouches et des effets SI et CEM, etc

CST EM STUDIO® (CST EMS) est un outil facile à utiliser pour la conception et l'analyse d'applications EM statiques et basses fréquences telles que les moteurs, les capteurs, les actionneurs, les transformateurs et les boîtiers de blindage.

CST PARTICLE STUDIO® (CST PS) a été développé pour la simulation cohérente de particules chargées en mouvement libre. Les applications incluent les canons à électrons, les tubes à rayons cathodiques, les magnétrons et les champs de sillage.

CST CÂBLE STUDIO® (CST CS) pour la simulation de l'intégrité du signal et l'analyse EMC / EMI des faisceaux de câbles.

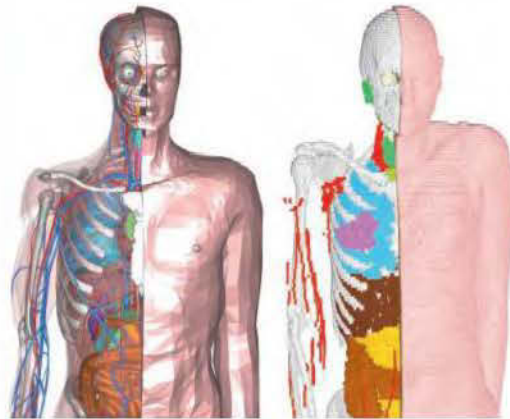
CST PCB STUDIO® (CST PCBS) pour la simulation de l'intégrité du signal et EMI EMC / EMI sur les cartes de circuits imprimés.

CST MPHYSICS® STUDIO (CST MPS) pour l'analyse des contraintes thermiques et mécaniques.

CST DESIGN STUDIO™ (CST DS) est un outil polyvalent qui facilite la co-simulation EM / circuit 3D et la synthèse.

Dans notre thèse, on s'appuiera sur le **CST MICROWAVE STUDIO® (CST MWS)** pour la simulation rapide de nos antennes et aussi analyser la distribution de champ complexe à l'intérieur du corps, pour assurer la fonctionnalité de l'appareil ainsi que de comprendre et d'éviter risques dus à

l'absorption de puissance à l'intérieur des tissus du corps humain présent dans la bibliothèque de CST.



Body models: CST offers both CAD-based (left) and voxel-based (right) body models suitable for EM simulation.

Annexe c: Ray Tracing Model [46]

Le Ray Tracing Model est le principe qui conduit à la directivité élevée a été décrit dans [79], en se basant sur les réflexions multiples qui se produisent entre la surface réfléchissante supérieure et le plan de masse sous l'antenne source, en utilisant une simple méthode de tracé des rayons. Le phénomène est très similaire au résonateur de Fabry-Perot, sauf que l'une des surfaces réfléchissantes est permise de laisser s'échapper légèrement l'onde. En raison de cette similitude, cette classe d'antennes est également appelée antennes résonantes cavité (CRA). Plus tard dans [80], il a été montré que cette classe d'antennes peut également être modélisée en utilisant le modèle de réseau équivalent transversal (TEN).

Annexe D : Le Model TEN

Le modèle TEN avait auparavant été introduit et utilisé dans [81], pour analyser les substrats multicouches-superstructures quand la source est un dipôle électrique hertzien horizontal. Il a été montré dans [82] que cette méthode produit des résultats identiques aux autres méthodes plus complexes basées sur les fonctions multicouches de Green. Le modèle TEN a ensuite été étendu à des structures diélectriques multicouches orientées arbitrairement, ainsi qu'à des antennes

d'alimentation arbitraires dans [83-84]. Fondamentalement, dans [83-84], l'antenne d'alimentation a été remplacée par un ensemble de dipôles hertziens capables de reproduire les propriétés de champ éloigné de l'antenne d'origine. Les propriétés de champ lointain extraites par le thésauriseur ont montré un bon accord avec ceux obtenus par les simulations pleine onde [83-84]. L'avantage du modèle TEN est son temps de calcul extrêmement court par rapport à celui des analyseurs complets, tout en offrant une directivité et des conditions de résonance faibles. En plus, on peut expliquer les mécanismes de rayonnement pertinents en termes d'excitation des ondes cylindriques supportées par ces structures en utilisant le modèle TEN [85, 87].

Annexe E : les matériaux TMM

Les matériaux micro-ondes thermodurcissables TMM® sont en céramique, hydrocarbures, thermodurcis composites polymères conçus pour une haute résistance à la stripline et applications microruban. Les laminés TMM sont disponibles dans une large gamme de constantes diélectriques et gains.

Les propriétés électriques et mécaniques des laminés TMM combinent plusieurs avantages des stratifiés à circuit micro-ondes céramique et PTFE traditionnels, sans nécessiter les techniques de production spécialisées communes à ces matériaux. Les laminés TMM ne nécessitent pas de traitement au sodium naphthanate avant au placage autocatalytique.

Les stratifiés TMM ont un coefficient thermique de diélectrique exceptionnellement bas constante, généralement inférieure à 30 ppm / ° C. Les coefficients isotropes du matériau la dilatation thermique, très proche du cuivre, permet une production de fiabilité plaquée à travers les trous, et faibles valeurs de retrait de gravure. De plus, la conductivité thermique des laminés TMM est environ le double de celle des Stratifiés en PTFE / céramique, facilitant l'évacuation de la chaleur.

Les stratifiés TMM sont à base de résines thermodurcissables et ne se ramollissent pas lorsqu'ils sont chauffés. En conséquence, la liaison par fil des conducteurs de composants aux traces de circuit peut être effectuée sans souci de soulèvement du tampon ou de déformation du substrat.

Les stratifiés TMM combinent plusieurs des caractéristiques souhaitables des substrats céramiques avec la facilité des techniques de traitement de substrat souple. Les laminés TMM sont disponibles avec 1/2 oz / ft² à 2 oz / pi² feuille de cuivre électro déposée, ou collée directement aux plaques de laiton ou d'aluminium. Les épaisseurs de substrat de 0.015" à 0.500" sont disponibles. Le substrat de base est résistant aux agents de gravure et aux solvants utilisés lors de la production de circuit. Par conséquent, tous les processus PWB courants peuvent être utilisés pour produire des matériaux micro-ondes thermodurcissables TMM.